

Controlador Multivariable Adaptativo Del tipo PI con Asignación Robusta de Valores Propios para un Sistema de Generación Eólica Basado en un DFIG

Daniel Fernando Madrid Patiño
Felipe Velásquez Antía

Pereira, Octubre de 2015
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
Programa de Ingeniería Eléctrica.



Controlador Multivariable Adaptativo Del tipo PI con Asignación Robusta de Valores Propios para un Sistema de Generación Eólica Basado en un DFIG

Daniel Fernando Madrid Patiño
Felipe Velásquez Antía

Trabajo de grado presentado como requisito
parcial para optar al título de
Ingeniero Electricista

Director
Ph.D. Eduardo Giraldo Suárez

Pereira, Octubre de 2015
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
Programa de Ingeniería Eléctrica.



Nota de Aceptación

Ph.D. Eduardo Giraldo Suárez. Director

Jurado

Pereira, Octubre de 2015

Controlador Multivariable Adaptativo Del tipo PI con Asignación Robusta de Valores Propios para un Sistema de Generación Eólica Basado en un DFIG

©Daniel Fernando Madrid Patiño

Felipe Velásquez Antía

Director: Ph.D. Eduardo Giraldo Suárez

Pereira, Octubre de 2015

Programa de Ingeniería Eléctrica.

Universidad Tecnológica de Pereira

La Julita. Pereira(Colombia)

TEL: (+57)(6)3137122

www.utp.edu.co

Versión web disponible en: *<http://recursosbiblioteca.utp.edu.co/tesisd/index.html>*

Resumen

En esta tesis se usa una metodología de investigación y control para un generador eólico basado en un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG), será puesto a prueba en el software Matlab mediante el Toolbox llamado Wind Turbine Double-FedInduction y posteriormente con los datos obtenidos se corrobora qué ventajas y desventajas tiene la metodología implementada, además se evalúa el desempeño frente a un sistema PI desacoplado fijo y un sistema PI acoplado fijo.

Tabla de Contenido

Lista de figuras	vi
1. Introducción	1
1.1. Objetivos	3
1.1.1. General	3
1.1.2. Específicos	3
2. Modelo matemático de la turbina eólica	4
2.1. Modelo Mecánico De La Turbina	5
2.2. Modelado del viento	8
2.3. Modelo matemático del Generador de Inducción Doblemente Alimentado (DFIG)	11
2.3.1. Principio de funcionamiento	11
2.3.2. Modelo eléctrico del generador de inducción doblemente alimentado .	13
2.4. Modelo del convertidor	14
2.4.1. Modelo matemático promediado	14
3. Algoritmos de identificación	19
3.1. Teorema de Mínimos Cuadrados	23
3.1.1. Interpretación geométrica	24
3.1.2. Interpretación estadística	25
3.1.3. Cálculos recursivos	25
3.2. Algoritmos simplificados	26
3.3. Algoritmo de proyección	28
4. Modelo de espacio de estados	29
4.1. Modelo de espacio de estados del sistema a controlar	30
4.2. Muestreo de sistemas en espacio de estados	31
4.3. Muestreo con retenedor de orden cero (zero-order hold)	32
4.4. Operador desplazamiento	34

5. Control adaptativo	36
5.1. Reguladores autoajustables	37
5.2. Controlador PI MIMO	37
5.3. Control Robusto	39
5.3.1. Controlador H_∞	40
5.3.2. Operador de Riccati	42
5.3.3. Interpretación H_∞ del comportamiento nominal	43
5.3.4. Interpretación H_∞ de la estabilidad robusta	45
6. Resultados	49
6.1. Control PI adaptativo con asignacion robusta sobre el sistema generado . . .	53
6.1.1. Control Inicial Acoplado	56
6.1.2. Control Final Acoplado	58
6.1.3. Control Desacoplado	61
6.2. Identificación	62
7. Conclusiones	68
8. Bibliografia	70

Índice de figuras

2.1. Parque de Aerogeneradores	4
2.2. Estructura interna Aerogenerador	5
2.3. Coeficiente de potencia para distintas velocidades de viento [22]	9
2.4. Coeficiente de potencia C_P vs λ paramétrico en β	10
2.5. Turbina de viento y DFIG [20].	11
2.6. Circuito Eléctrico de un convertidor trifásico	15
2.7. Circuito eléctrico equivalente [17]	16
2.8. Esquema GSC [18]	16
2.9. Esquema RSC	17
5.1. Configuración básica control adaptativo	37
5.2. Estructura de un sistema de control convencional	44
5.3. Interpretación de la estabilidad robusta con el diagrama de Nyquist	46
6.1. Wind Turbine Double-Fed Inductor Generator	49
6.2. Datos del Generador	50
6.3. Datos de la Turbina	51
6.4. Características de operación en el punto C de la turbina	52
6.5. Estructura Inicial de Control	54
6.6. Estructura Final de Control	54
6.7. Entradas tipo escalón unitario a la estructura de control Final	55
6.8. Respuesta controlada a la entrada tipo escalón unitario a la estructura de control Final	56
6.9. Respuesta Controlada de la tensión en el Eje d en el estator	57
6.10. Respuesta de la tensión en el Eje d en el estator con respecto al Eje q	57
6.11. Respuesta de la tensión en el Eje q en el estator con respecto al Eje d	58
6.12. Respuesta Controlada de la tensión en el Eje q en el estator	58
6.13. Respuesta Controlada final de la tensión en el Eje d en el estator	59
6.14. Respuesta final de la tensión en el Eje d en el estator con respecto al Eje q	59

6.15. Respuesta final de la tensión en el Eje q en el estator con respecto al Eje d .	60
6.16. Respuesta Controlada final de la tensión en el Eje q en el estator	60
6.17. Respuesta Control desacoplado de la tensión en el Eje d en el estator	61
6.18. Respesta de la tensión en el Eje d en el estator con respecto al Eje q	61
6.19. Respuesta Control desacoplado de la tensión en el Eje q en el estator con respecto al Eje d	62
6.20. Respuesta Controlada final de la tensión en el Eje q en el estator	62
6.21. Entradas	63
6.22. Salidas	64
6.23. Identificación salida 1	64
6.24. Identificación salida 2	65
6.25. Identificación todas las salidas	65

Capítulo 1

Introducción

Los requerimientos de energía continúan incrementándose debido al gran despliegue de la industrialización y el aumento de los estándares de vida. La mayor parte de consumo de energía en el mundo es generada a través de los combustibles fósiles por medio de la combustión y a pesar del gran desarrollo tecnológico, sólo tienen alrededor de un 50 % de eficiencia. Usualmente este tipo de fuente de energía produce casi el 35 % de las emisiones de efecto invernadero y el costo de procesamiento es alto [1]. Las reservas de energía fósiles se están reduciendo y su contradicción con el medio ambiente es cada vez más violenta [4],[2]. Las razones anteriores han llevado a los ingenieros y ambientalistas a encontrar una solución sostenible y amigable con el medio ambiente, donde se proponen las energías renovables [6], [7].

Los sistemas híbridos de energía que son aquellos que contienen dos o más fuentes de energía renovable como: la eólica, solar, geotérmica, mareo-motriz, la energía hidroeléctrica y diversas formas de biomasa [1],[2]; el viento y la energía solar son las más comunes, distinta de la energía hidroeléctrica, esto es debido a que la conversión de la energía eólica o solar en electricidad es factible y fácil en comparación con la mareo-motriz u otras energías. Como fuentes renovables, especialmente la eólica y solar, están disponibles en casi todos los lugares del mundo y se puede utilizar para producir electricidad económicamente para muchos sitios remotos [2]. La creciente utilización de sistemas de energía renovable requiere de nuevas estrategias para la operación y gestión de la red eléctrica, con el fin de mantener o mejorar la fiabilidad y calidad del suministro de energía. Además, la regulación de la red lleva a nuevas estructuras de gestión en las que el comercio de la energía y la potencia es cada vez más importante.

La electrónica de potencia, que es a su vez la tecnología para convertir la energía eléctrica de manera eficiente, de una etapa a otra, es esencial para los sistemas de energía renovable distribuida. El campo de la electrónica de potencia ha crecido en las últimas décadas por

dos razones principales: en primer lugar, el desarrollo de interruptores semiconductores, que son capaces de conmutar de forma rápida y manejar alta potencia [3], en segundo lugar, la producción de microcontroladores, donde se pueden implementar algoritmos de control avanzados y complejos. Estos factores han llevado al desarrollo de convertidores de potencia rentable y conexión a la red de forma amigable [6].

Los sistemas de generación eólica utilizan sistemas de turbinas de viento, donde el generador puede ser: un generador síncrono, un generador de inducción de jaula de ardilla, un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés ("Doubly Fed Induction Generator")) y el generador síncrono de imanes permanentes. En la mayor parte del mundo se utilizan las turbinas de viento DFIG, debido a varias razones: posibilidades de aumentar la capacidad de captura de la energía de la turbina, reducir las tensiones de la estructura mecánica, disminuir el ruido acústico, hacer que la potencia activa y reactiva sean controlables para una mejor integración en la red y, además este DFIG se diferencia de los demás generadores básicamente en eficiencia y costos [3]. El sistema DFIG, utiliza un convertidor AC/DC/AC, donde la potencia captada por la turbina eólica se convierte en energía eléctrica por el generador de inducción y se transmite a la red por el estator y los devanados del rotor, manteniendo tensión y frecuencia adecuadas, para ser acoplada al sistema eléctrico de potencia o entregada al consumidor final bajo ciertas particularidades (niveles de tensión adecuados para el consumo, calidad en el servicio, entre otros) [20]. Sin embargo, la generación con DFIG es controlada bajo las condiciones del viento (márgenes del cambio de operación debido a la variación del viento), dado que es un parámetro que no se puede controlar, sólo predecir bajo un estudio probabilístico y estadístico [19], por esta razón los parámetros que se buscan a controlar en el generador eólico son el cambio de ángulo para las aspas, la potencia activa y reactiva en el convertidor (lado del estator y rotor del DFIG) [20]. Dado que el sistema de la turbina de viento DFIG posee una dinámica intrínseca, puede ser útil el diseño de un control robusto para dicho sistema, ya que posee varios parámetros a controlar y sintonizar, convirtiéndose en una tarea difícil y engorrosa [12]. Recientemente, se han utilizado métodos de optimización para la sintonización de los parámetros del controlador para el DFIG: optimización por enjambre de partículas (PSO) y algoritmos genéticos (GAs) han sido aplicadas para el controlador en el convertidor del lado del rotor en el dominio del tiempo en [8], [9], respectivamente. La función objetivo, es reducir el exceso de corriente y de tensión en el circuito del rotor, sin embargo, como el controlador en el convertidor del lado de la red no se ha optimizado, se presentan grandes oscilaciones de tensión en CC. El PSO se ha utilizado para optimizar todos los cinco controladores del sistema DFIG incluyendo tanto el lado del rotor y de la red de los controladores [10]. La optimización por búsqueda de bacterias se ha aplicado para la sintonización de amortiguación del control para mejorar los modos de oscilación de la turbina de viento DFIG [18], además, [10], [18] considera un solo

objetivo y punto de funcionamiento único, por lo tanto, el desempeño de la amortiguación robusta y los cambios de márgenes por condiciones de operación (cambio en la velocidad del viento) no pueden ser obtenidas simultáneamente.

Ante la definición del panorama y la variedad de metodologías implementadas para el control del sistema turbina de viento DFIG, en este proyecto se aborda la siguiente pregunta: ¿Es factible el diseño de un controlador adaptativo de múltiples entradas y salidas (MIMO) del tipo proporcional integral (PI), con asignación robusta de valores propios, para un sistema de generación eólica basado en un DFIG?. Los generadores eólicos, son sistemas empleados para obtener la energía eléctrica a partir de la energía del viento, donde la planta es sometida a variaciones del viento y es por ello que se requiere de un control adaptativo PI, que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a las perturbaciones, motivo por el cual se hace factible la implementación de dicho controlador PI, el cual se ha requerido en muchas aplicaciones industriales [11].

1.1. Objetivos

1.1.1. General

Diseñar un controlador multivariable adaptativo del tipo PI con asignación robusta de valores propios para un sistema de generación eólica basado en un DFIG.

1.1.2. Específicos

- Plantear un sistema de identificación adaptativo para un sistema multivariable sobre un sistema de generación eólica basado en un generador de inducción doblemente alimentado.
- Implementar un sistema de control multivariable basado en un controlador del tipo PI con asignación robusta de estructuras propias y acoplarlo con el sistema de identificación.
- Evaluar el desempeño del sistema multivariable adaptativo frente a un sistema PI desacoplado fijo, y un sistema PI acoplado fijo.

Capítulo 2

Modelo matemático de la turbina eólica

La máquina de inducción, también nombrada como maquina asíncrona, es una herramienta fundamental en la industria por sus diversas aplicaciones en áreas de la tecnología, esta máquina opera por debajo de la velocidad síncrona para el caso de motor y en su funcionamiento como generador, funciona por arriba de la velocidad síncrona. Existen distintos tipos de aerogeneradores que usan máquina de inducción para la transformación de la energía mecánica en energía eléctrica. [15]



Figura 2.1: Parque de Aerogeneradores

Los principales elementos que componen un Aerogenerador se muestran en la siguiente imagen:

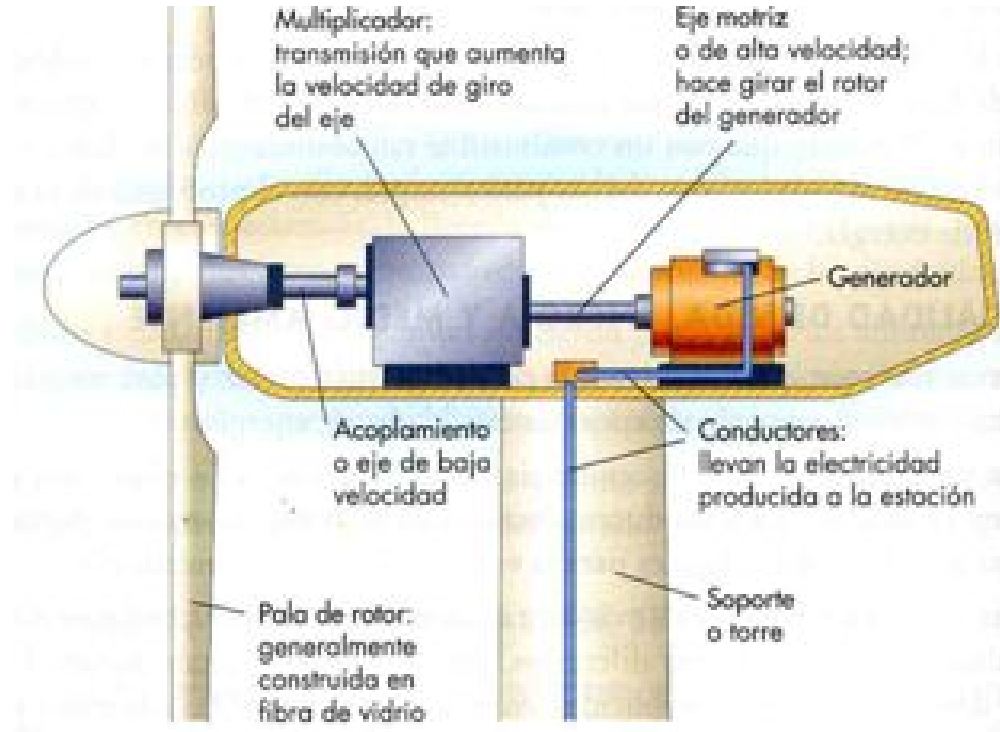


Figura 2.2: Estructura interna Aerogenerador

2.1. Modelo Mecánico De La Turbina

El viento, son masas de aire en la atmósfera que se producen por diferencias de temperatura, tiene como características su velocidad y dirección, pero estas características se ven afectadas por diversos factores como: localización geográfica, características climáticas, altura y superficie. El objetivo de una turbina eólica es interactuar con el viento, capturando parte de su energía cinética y transformarla en energía utilizable.

La energía cinética en el viento es la encargada de accionar la turbina eólica para la producción de la energía eléctrica, que atraviesa un área A :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2.1)$$

Donde ρ es la masa específica del aire que depende de la humedad y de la presión del aire, se supone $\rho = 1,2 \frac{Kg}{m^3}$ y donde v es la velocidad del viento $\frac{m}{s}$. [21]

La potencia mecánica extraída por el viento corresponde a la expresión [22], [23]:

$$P = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (2.2)$$

$$\lambda = wt * \frac{R}{v} \quad (2.3)$$

Donde [23]:

A : Superficie de barrida por las aspas

ρ : Densidad del aire

v^3 : Velocidad equivalente del viento

θ : Ángulo de ataque de las aspas

C_P : Coeficiente de Potencia

λ : Velocidad específica de la turbina

wt : Velocidad mecánica de la turbina

R : Radio del aspa

El modelo utilizado para el coeficiente de potencia $C_P(\lambda, \theta)$, esta dado como [22]:

$$C_P(\lambda, \theta) = c1 \left(\frac{c2}{\beta} - c3\theta - c4 \right) e^{-\frac{c5}{\theta}} + c6\lambda \quad (2.4)$$

Con

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{\lambda + 0,08\theta} - \frac{0,035}{\theta^3 + 1} \quad (2.5)$$

$c1, c2, c3, c4$ y $c5$ son constante que dependen de la geometría de la turbina.

Con la máxima potencia extraída del viento Pt y la velocidad angular de la turbina wt se procede a calcular el torque entregado por la turbina eólica:

$$Pt = Tt * wt \quad (2.6)$$

Despejando wt de la ecuación 2.3 y Tt de la ecuación 2.6 obtenemos:

$$wt = \frac{\lambda v}{R} \quad (2.7)$$

$$Tt = \frac{Pt}{wt} \quad (2.8)$$

Reemplazando 2.2 y 2.6 en 2.8 se obtiene el torque entregado por la turbina [22], [23]:

$$Tt = \frac{1}{wt} \left(\frac{1}{2} \rho A v^3 C_p(\lambda, \theta) \right) \quad (2.9)$$

El Tren de Transmisión toma la forma de un modelo de masa despreciable, en donde los parámetros son referenciados al lado del generador, donde:

$$\frac{dw_g}{dt} = (T_{em} - T_{w_g} - B_m w_g) \frac{1}{J_{eq}} \quad (2.10)$$

2.2. Modelado del viento

[22] La entrada del sistema es la velocidad del viento, de acuerdo a los valores que toma la entrada se especifican zonas de trabajo las cuales están diferenciadas a medida que la velocidad del viento va aumentando, ya que van apareciendo limitaciones en el sistema. Existen tres zonas de trabajo las cuales son nombradas de la siguiente forma:

- Velocidades bajas: $3\frac{m}{s} < v < 8\frac{m}{s}$
- Velocidades intermedias: $8\frac{m}{s} < v < 13\frac{m}{s}$
- Velocidades altas: $13\frac{m}{s} < v < 25\frac{m}{s}$

Más arriba de $25\frac{m}{s}$ se considera que los esfuerzos sobre el sistema no pueden soportarse, por lo tanto, la turbina es sacada de funcionamiento. A continuación se da una breve explicación de cada una de las zonas de trabajo en las cuales puede operar la turbina eólica:

- Velocidades bajas ($3\frac{m}{s} < v < 8\frac{m}{s}$)

Teniendo en cuenta las pérdidas eléctricas y mecánicas del sistema, para velocidades del viento muy bajas ($v < 3\frac{m}{s}$), no es económicamente rentable poner en funcionamiento la turbina, por consiguiente la velocidad mínima de funcionamiento comienza a partir de $3\frac{m}{s}$, en este rango de la zona de trabajo de velocidades bajas, no se presenta ninguna limitación en el sistema y se trabaja en un punto de funcionamiento óptimo del sistema que se expresa para una velocidad angular de la turbina (w_t), en donde se presenta el máximo coeficiente de potencia (C_P) y que corresponde a la siguiente ecuación[22]:

$$w_t = \frac{v\lambda_{opt}}{R} \quad (2.11)$$

En la siguiente gráfica se observa como es la variación de C_P en función de la velocidad angular w_t para diferentes velocidades de viento.

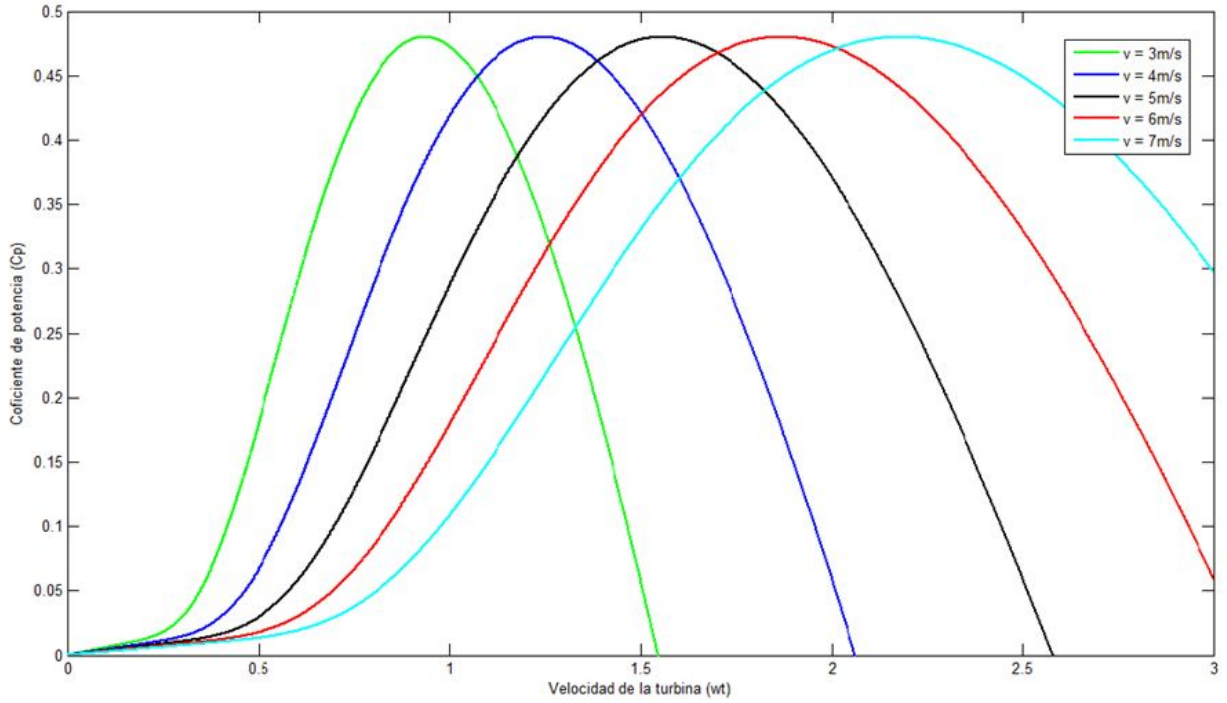


Figura 2.3: Coeficiente de potencia para distintas velocidades de viento [22]

Esta estrategia es denominada "seguimiento del punto de funcionamiento óptimo"; Como se puede ver en la gráfica, para cada velocidad de viento está determinada una velocidad de giro w_t y para la cual el coeficiente C_p es el máximo, lo que implica la máxima extracción de la potencia del viento, en esta zona de trabajo de velocidades bajas el sistema se encuentra trabajando en las siguientes condiciones: Velocidad de la turbina variable dada por la ecuación 2.11, en donde $w_t < w_{nom}$ y el par del generador T_g variable, en donde $T_g < T_{nom}$. [22]

■ Velocidades intermedias ($8 \frac{m}{s} < v < 13 \frac{m}{s}$)

En esta zona de trabajo se ingresa cuando es imposible realizar un seguimiento del punto de funcionamiento óptimo sin sobrepasar la velocidad nominal del sistema, en esta zona de velocidades intermedias el sistema trabaja a una velocidad igual a la velocidad nominal del generador y no se excede la limitante del par máximo que el generador es capaz de imponer, con estas condiciones si la velocidad del viento aumenta el par resistente del generador debe aumentar para limitar la velocidad del rotor, en esta zona de trabajo el sistema se encuentra trabajando bajo las siguientes condiciones: Velocidad de la turbina constante $w_t = w_{nom}$ y el par del generador T_g variable, en donde $T_g < T_{nom}$ hasta que el par del generador alcanza el

valor nominal $T_g = T_{nom}$ [22].

- Velocidades altas ($13 \frac{m}{s} < v < 25 \frac{m}{s}$)

El principal objetivo cuando se encuentra bajo esta zona de trabajo es controlar el sistema para que se mantenga en el punto de funcionamiento nominal, en este momento el generador entregará la potencia nominal y el control se realizará sobre el ángulo de las aspas para mantener el par de la turbina en su valor nominal. En la figura 2.4 se puede observar las curvas del coeficiente de potencia C_P en función de la velocidad del viento con distintos valores de β [22].

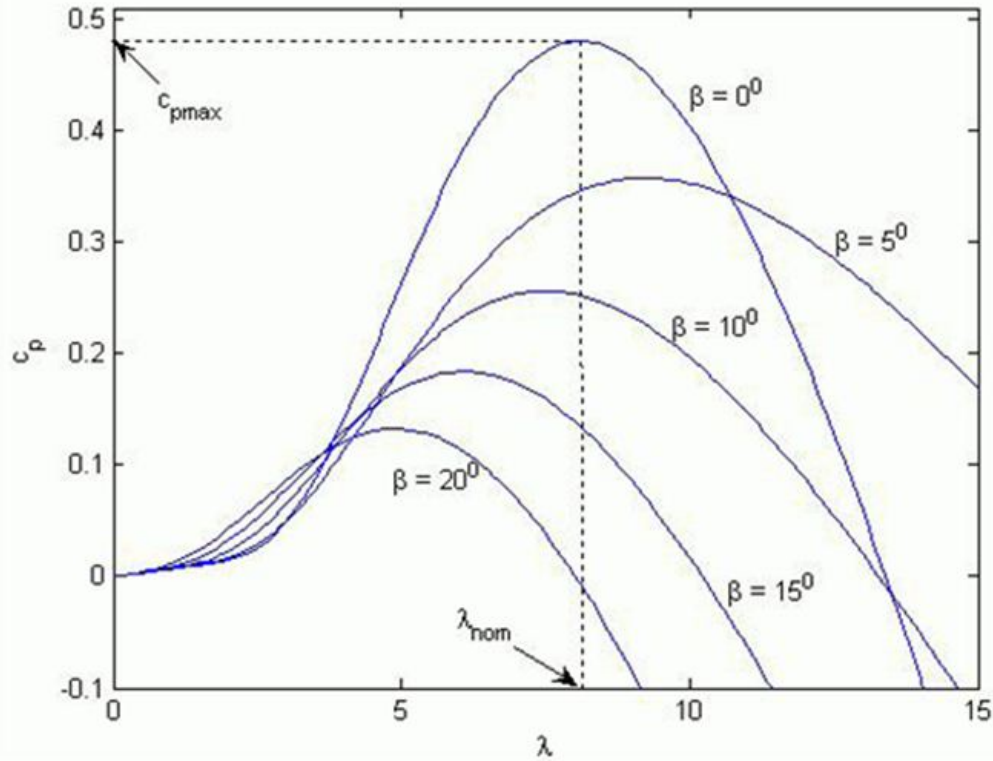


Figura 2.4: Coeficiente de potencia C_P vs λ paramétrico en β

Como se puede ver en la figura 2.4, a medida que el ángulo β de las aspas aumenta el par de la turbina se hace más bajo, en esta zona de trabajo el sistema se encuentra trabajando bajo las siguientes condiciones: Velocidad de la turbina constante $w_t = w_{nom}$, el par del generador T_g constante, igual al valor nominal $T_g = T_{nom}$, ángulo variable para así reducir el par de la turbina [22].

2.3. Modelo matemático del Generador de Inducción Doblemente Alimentado (DFIG)

En casi todos los sistemas de generación de energía eléctrica, la máquina principalmente utilizada es el generador, lo que hace es transformar algún recurso como el viento, el agua, el vapor, entre otros, en energía eléctrica [24].

El generador de inducción doblemente alimentado o DFIG (Doubly-Fed-Induction-Generator), en su construcción es similar a un generador de inducción de rotor bobinado, pero a diferencia del anterior, su rotor se encuentra conectado a la red por medio de un convertidor AC/DC/AC como se observa en la figura 2.5 [24].

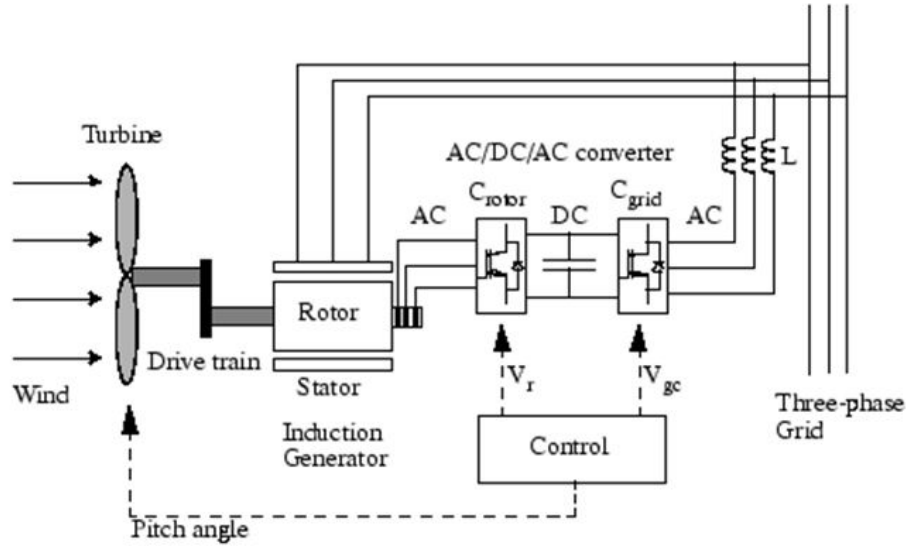


Figura 2.5: Turbina de viento y DFIG [20].

El convertidor AC/DC/AC consiste en un inversor y un rectificador conectados por medio de un condensador (DC), que es el encargado de mantener un voltaje invariable, este convertidor permite un flujo de potencia bidireccional [24].

2.3.1. Principio de funcionamiento

Los generadores doblemente alimentados cuentan con un campo magnético que está formado por las fases del estator que está girando a velocidad síncrona w_s , la cual depende de

la frecuencia de la red y el número de polos de la máquina [5] [13]:

$$w_s = 2\pi f_{red} \quad (2.12)$$

$$n_s = \frac{120f_{red}}{p} \quad (2.13)$$

f_{red} : Frecuencia de la tensión de la red (Hz)

p : Numero de polos de la máquina

w_s : Velocidad síncrona en radianes eléctricos por segundo

n_s : Velocidad síncrona en revoluciones por minuto

De la misma manera en que se obtiene la velocidad de los campos rotóricos del estator, se define la velocidad de los campos rotóricos w formados por las corrientes del rotor [5]:

$$w = 2\pi f_r \quad (2.14)$$

f_r : Frecuencia de la tensión del rotor (Hz)

w : Velocidad angular de los campos del rotor en radianes eléctricos por segundo

Para que se pueda producir un torque no nulo, que es necesario para el funcionamiento del generador, los campos magnéticos originados por las corrientes de estator y rotor deben girar a la misma velocidad con respecto a un punto de referencia común [5]:

$$w_s = w_r + w \quad (2.15)$$

$$w = w_s - w_r \quad (2.16)$$

Se define el deslizamiento (s) como la velocidad relativa entre los campos del estator con respecto a la velocidad del rotor [24]:

$$s = \frac{w_s - w_r}{w_s} = \frac{w}{w_s} \quad (2.17)$$

$$f_r = sf_s \quad (2.18)$$

f_s : Frecuencia de las corrientes de estator (f_{red})

2.3.2. Modelo eléctrico del generador de inducción doblemente alimentado

Las ecuaciones que describen a un generador de inducción doblemente alimentado son idénticas a las de un generador asíncrono. La única diferencia entre ellos es que el devanado del rotor en el DFIG no está cortocircuitado. Las ecuaciones para el flujo, corriente y tensión son expresadas como [14]:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - w_s \phi_{qs} \quad (2.19)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + w_s \phi_{ds} \quad (2.20)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - w_r \phi_{qr} \quad (2.21)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + w_r \phi_{dr} \quad (2.22)$$

Donde los subíndices s y r denotan las cantidades del estator y del rotor, d y q denotan el eje dq . v_{dqs} y v_{dqr} son los voltajes en el estator y rotor, I_{dqs} y I_{dqr} son las corrientes en el estator y rotor, w_s es la frecuencia angular en el estator, w_r es la frecuencia angular en el rotor, ϕ_{dqs} y ϕ_{dqr} son los enlaces de flujo en el estator y rotor [14].

$$\phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (2.23)$$

$$\phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (2.24)$$

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (2.25)$$

$$\phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (2.26)$$

Donde R_s y R_r son las resistencias del estator y rotor, L_s y L_r son las inductancias de dispersión en el estator y rotor, L_m es la inductancia de magnetización o inductancia mutua [14], [16].

El Torque Electromagnético esta expresado por la siguiente ecuación:

$$T_{em} = n_p \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \phi_{dr} - I_{ds} \phi_{qr}) \quad (2.27)$$

2.4. Modelo del convertidor

El rotor de DFIG es alimentado mediante un arreglo de dos convertidores inversores de tensión conectados "back-to-back", permitiendo así, que el flujo de potencia sea bidireccional. Se nombra el convertidor que se conecta a la red como GSC por sus siglas en inglés "grid side converter" y el convertidor que se conecta al rotor del DFIG como RSC "rotor side converter" [17].

2.4.1. Modelo matemático promediado

En la siguiente imagen se muestra el circuito eléctrico del convertidor trifásico que se utilizará. Se supondrá que las llaves son ideales, y solo se considerarán las pérdidas en el bus de continua que se representa por la resistencia R_L [17].

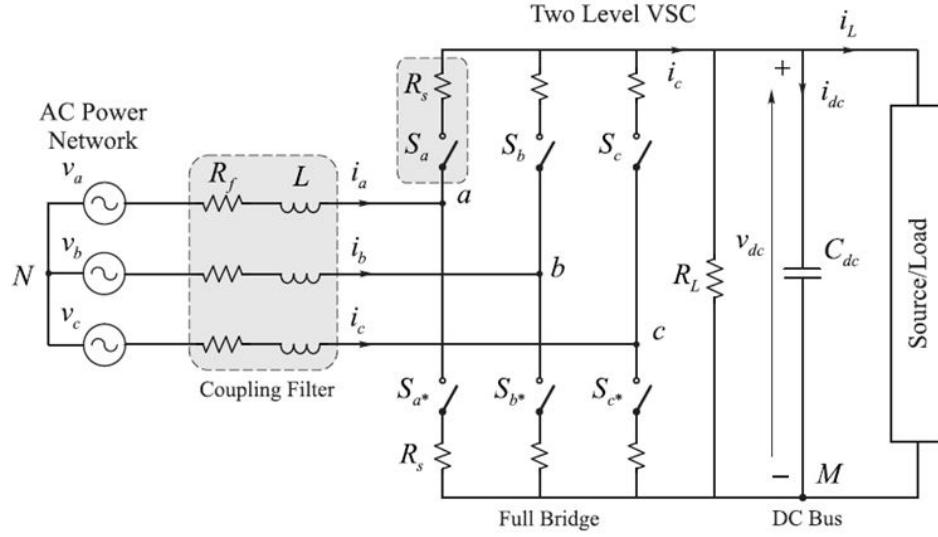


Figura 2.6: Circuito Eléctrico de un convertidor trifásico

El convertidor se modela con la siguiente ecuación:

$$e_{abc} \triangleq n_{abc} v_{dc} \quad (2.28)$$

n_{abc} : Ciclo de trabajo promediado del conversor.

v_{dc} : Tensión del bus de continua.

e_{abc} : Tensión en bornes del convertidor.

El convertidor se puede representar mediante el circuito eléctrico equivalente mostrado en la figura 2.7, donde R_f y L representan al filtro de acoplamiento.

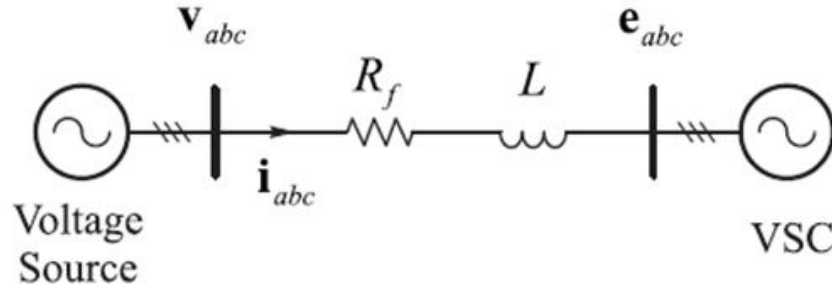


Figura 2.7: Circuito eléctrico equivalente [17]

- Convertidor del lado de la Red (GSC).

Se muestra en la figura 2.8 el modelo que se utilizará para modelar el convertidor del lado de red.

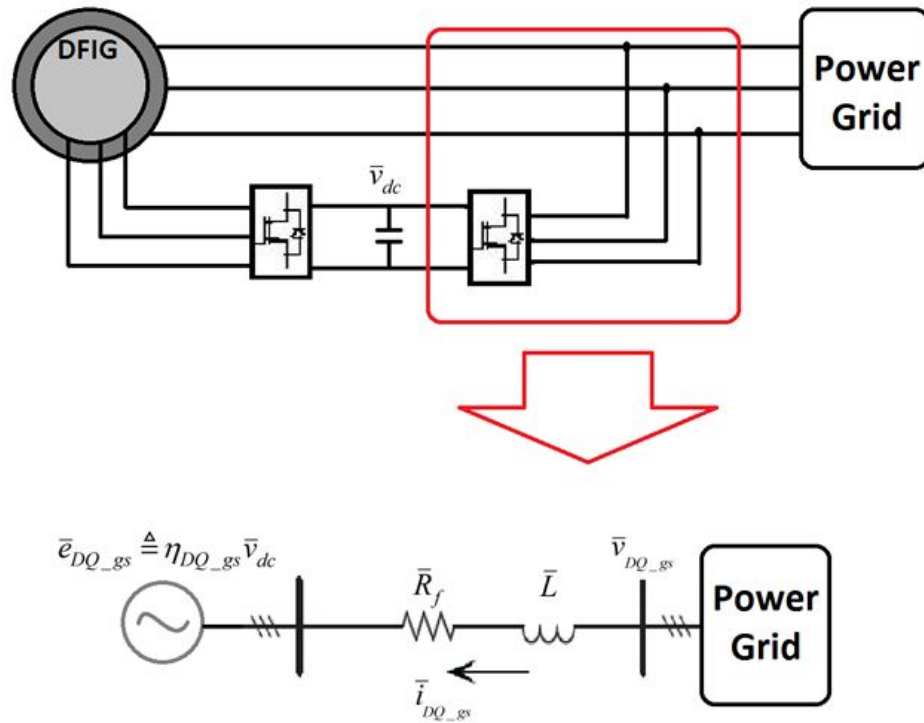


Figura 2.8: Esquema GSC [18]

Este convertidor se representa matemáticamente mediante las siguientes ecuaciones en donde se utiliza el subíndice gs , el cual indica que las notaciones en las ecuaciones son del lado de la red ("grid side") [18].

$$\frac{1}{w_b} \bar{L}_f \frac{d\bar{l}_{d_{gs}}}{dt} = -\bar{R}_f \bar{l}_{d_{gs}} - \bar{L}_f \bar{W}_s \bar{l}_{q_{gs}} - n_{d_{gs}} \bar{V}_{dc} + \bar{V}_{d_{gs}} \quad (2.29)$$

$$\frac{1}{w_b} \bar{L}_f \frac{d\bar{l}_{q_{gs}}}{dt} = -\bar{R}_f \bar{l}_{q_{gs}} - \bar{L}_f \bar{W}_s \bar{l}_{d_{gs}} - n_{q_{gs}} \bar{V}_{dc} + \bar{V}_{q_{gs}} \quad (2.30)$$

La corriente continua que vinculará el convertidor del lado de la red con el bus de continua se define como [18]:

$$\bar{l}_{os} \triangleq \left(\frac{2}{3p^2}\right)(n_{d_{gs}} \bar{l}_{d_{gs}} + n_{q_{gs}} \bar{l}_{q_{gs}}) \quad (2.31)$$

- Convertidor del lado de rotor (RSC).

En la figura 2.9 se muestra el esquema que se utiliza para modelar el convertidor del lado del rotor [18].

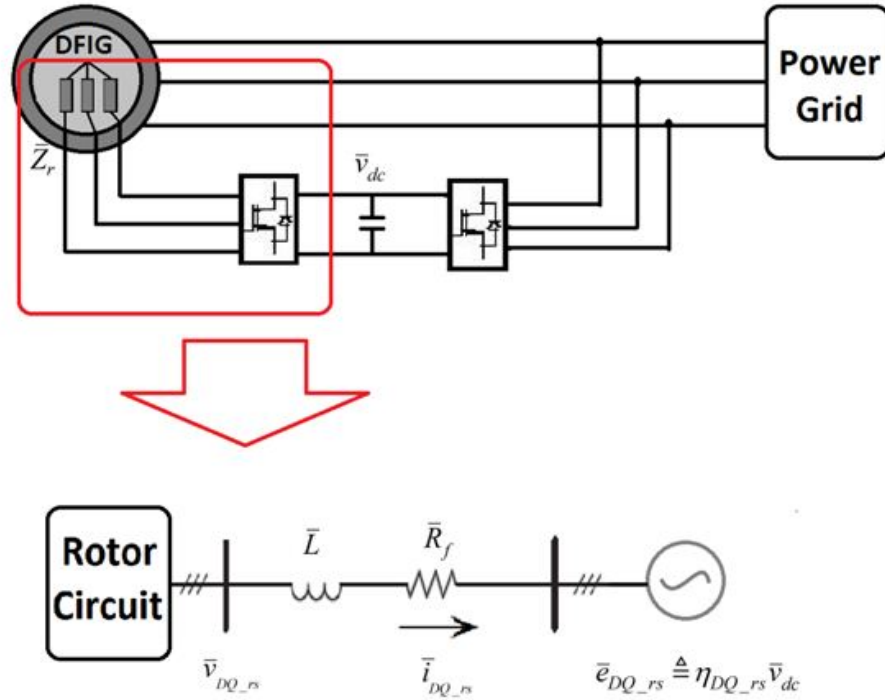


Figura 2.9: Esquema RSC

Como se observa en la figura 2.9, el circuito del filtro de acoplamiento del convertidor se encuentra en serie con el circuito del rotor, de manera que la impedancia para ser considerada en el análisis, es la impedancia equivalente serie del circuito del convertidor y del rotor; por lo tanto, la resistencia equivalente sería $R_t = R_{rotor} + R_f$ y $L_{DQ} = L_{DQrotor} + L$ se tiene que [18]:

$$n_{Q_{rs}} \bar{V}_{dc} = \bar{V}_{Q_{rs}} \quad (2.32)$$

$$n_{D_{rs}} \bar{V}_{dc} = \bar{V}_{D_{rs}} \quad (2.33)$$

La corriente continua que relaciona el RSC con el bus de continua se puede definir de la siguiente manera [18]:

$$\bar{l}_{os}^- \triangleq \left(\frac{2}{3p^2}\right)(n_{d_{rs}} \bar{l}_{d_{rs}}^- + n_{q_{rs}} \bar{l}_{q_{rs}}^-) \quad (2.34)$$

Capítulo 3

Algoritmos de identificación

Los algoritmos de identificación son la parte fundamental en el sistema de control de una planta, dado que la identificación de los parámetros de dicha planta consume mucho tiempo computacional para el cálculo o seguimiento de cada periodo de muestreo, y siendo muy cierta la frase de que "una buena identificación lleva a un buen control" [12].

La acepción más usada es la dada por Sage et al. (1971), que define la identificación o modelado de un sistema como "el proceso de determinar un conjunto de ecuaciones diferenciales o en diferencias, o los parámetros de tales ecuaciones, que describen un proceso físico de un acuerdo con un determinado criterio" [12].

La identificación de un sistema comprende las siguientes tareas [12]:

- Estudio experimental (Adquisición de datos).
- Formulación de un criterio.
- Seleccionar la estructura del modelo.
- Estimación de los parámetros.
- Validación del modelo obtenido.

La representación de un sistema discreto multivariable con m salidas y r entradas, con operador de retardo q es de la forma [30]:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) \quad (3.1)$$

Donde A esta dada por:

$$A(q^{-1}) = A_0 + A_1(q^{-1}) + \cdots + A_n(q^{-n}) \quad (3.2)$$

Donde B esta dado por:

$$B(q^{-1}) = B_1(q^{-1}) + B_2(q^{-2}) + \cdots + B_j(q^{-j}) \quad (3.3)$$

Con $n \geq j$ y donde $A_i \in R^{m \times m}$, $B_i \in R^{r \times r}$, las entradas $u \in R^{r \times 1}$ y las salidas $y \in R^{m \times 1}$ como:

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ \vdots \\ y_m(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(k) \\ \vdots \\ y_m(k) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} u_1(k) \\ \vdots \\ u_m(k) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Si $A_0 = I$ con I la matriz identidad, toma la forma:

$$y(k) = B_1 u(k-1) + \cdots + B_j u(k-1) - A_1 y(k-1) - \cdots - A_n y(k-n) \quad (3.5)$$

Donde A_i y B_i son de la forma:

$$[A_i] = \begin{bmatrix} a_{11}^i & \cdots & a_{1m}^i \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1}^i & \cdots & a_{mm}^i \end{bmatrix} \quad [B_i] = \begin{bmatrix} b_{11}^i & \cdots & b_{1m}^i \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{m1}^i & \cdots & b_{mm}^i \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Las ecuaciones 3.5 y 3.6 puede ser expresada como la salida y_i , en términos de las entradas y salidas anteriores descritas a continuación:

$$\begin{aligned} y_i(k) = & b_{i1}^1 u_1(k-1) + \cdots + b_{ir}^1 u_r(k-1) + \cdots + b_{i1}^j u_1(k-j) + \cdots + b_{ir}^j u_r(k-j) \\ & - a_{im}^1 y_m(k-1) - \cdots - a_{i1}^n y_1(k-n) - \cdots - a_{im}^j y_m(k-n) \end{aligned} \quad (3.7)$$

De la ecuación 3.7 se observa que el modelo DARMA (Deterministic Autoregressive Moving Average) de la ecuación 3.1, es posible de expresar como:

$$y(k) = \theta^T \phi(k-1); K \geq 0 \quad (3.8)$$

Donde θ^T es la transpuesta de θ y tiene dimensiones $(mn + rj) * m$ que mantiene los parámetros de A_i y B_i de la forma:

$$[\theta^T] = [-A_1 \quad \cdots \quad -A_n \quad B_0 \quad \cdots \quad B_{n-1}] \quad (3.9)$$

$\phi(k-1)$ es un vector de dimensiones $(mn + rj) * 1$ que permite valores de entrada y salida anteriores.

$$[\phi(k-1)] = \begin{bmatrix} y(k-1) \\ \vdots \\ y(k-j) \\ u(k-1) \\ \vdots \\ u(k-n) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Una representación en espacios de estados puede ser obtenida desde 3.7 y 3.10, seleccionando $\phi(k-1)$ como el vector de espacio de estados

$$\begin{aligned} \phi(k) &= E\phi(k-1) - Fu(k) \\ y(k) &= M_e\phi(k-1) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Donde

$$[E] = \begin{bmatrix} -A_1 & -A_n & -B_1 & \cdots & -B_j \\ I & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & I & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$[F^T] = [0 \quad \cdots \quad 0 \quad I \quad \cdots \quad 0] \quad (3.13)$$

$$[M_e] = [-A_1 \quad \cdots \quad -A_n \quad -B_1 \quad \cdots \quad -B_j] \quad (3.14)$$

Gauss formuló el principio de los mínimos cuadrados a finales del siglo XVIII y la utilizó para determinar las órbitas de los planetas, de acuerdo con este principio, los parámetros desconocidos de un modelo matemático deben ser elegidos de tal manera que [25]:

La suma de los cuadrados de las diferencias entre el real observado y los valores calculados, multiplicado por los números que miden el grado de precisión, es un mínimo.

Los mínimos cuadrados se pueden aplicar a una gran variedad de problemas, es particularmente simple para un modelo matemático que se puede escribir en la forma:

$$y(t) = \varphi_1(t)\theta_1 + \varphi_2(t)\theta_2 + \cdots + \varphi_n(t)\theta_n = \varphi(t)^T\theta \quad (3.15)$$

Donde y es la variable observada, $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ son parámetros desconocidos, y $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ son funciones conocidas que pueden depender de otras variables conocidas. El modelo está indexado por la variable t , que a menudo denota el tiempo, que se asume inicialmente que el índice por el conjunto es un conjunto discreto. Las variables φ_i se llaman las variables de regresión o los regresores, y el modelo en la anterior ecuación también se denomina un modelo de regresión, los vectores [25]:

$$[\varphi^T] = [\varphi_1(t) \quad \varphi_2(t) \quad \cdots \quad \varphi_n(t)] \quad (3.16)$$

$$[\theta^T] = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \cdots \quad \theta_n] \quad (3.17)$$

También se han introducido los pares de observaciones y regresores $(y(i), \varphi(i))$, $i = 1, 2, \dots, t$ se obtienen a partir de un experimento. El problema es determinar los parámetros de tal manera que las salidas calculadas a partir del modelo de la ecuación 3.15, tan estrechamente como sea posible con las variables medidas $y(i)$ en el sentido de los mínimos cuadrados. Ya medida la variable $y(i)$ es lineal en los parámetros θ y el criterio de mínimos cuadrados es cuadrático, el problema admite una solución analítica. Introducir la notación [25]:

$$\begin{aligned}
[Y(t)] &= [y(1) \quad y(2) \quad \cdots \quad y(t)]^T \\
[E(t)] &= [\varepsilon(1) \quad \varepsilon(2) \quad \cdots \quad \varepsilon(t)]^T \\
[\Phi(t)] &= \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \varphi^T(2) \\ \vdots \\ \varphi^T(t) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.18}$$

$$P(t) = (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} = (\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi^T(i))^{-1}$$

Donde los residuos $\varepsilon(i)$ también se han introducido, definido por:

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) - \varphi^T(i)\theta \tag{3.19}$$

El error de mínimos cuadrados puede entonces ser escrito como:

$$\begin{aligned}
V(\theta, t) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \varepsilon(i)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2 \\
&= \frac{1}{2} E^T E = \frac{1}{2} (\|E\|)^2
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Donde:

$$E = Y - \hat{Y} = Y - \Phi\theta \tag{3.21}$$

La solución al problema de mínimos cuadrados está dada por el siguiente teorema.

3.1. Teorema de Mínimos Cuadrados

La función de la ecuación 3.20 es mínima para los parámetros $\hat{\theta}$ tal que[25]:

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T Y \quad (3.22)$$

Si la matriz $\Phi^T \Phi$ no es singular, el mínimo es único y determinado por:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (3.23)$$

La ecuación 3.22 es llamada ecuación normal. La ecuación 3.23 puede ser escrita así:

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= (\sum_{i=1}^t \varphi(i) \varphi^T(i) y(i))^{-1} (\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i)) \\ &= P(t) (\sum_{i=1}^t \varphi(i) y(i)) \end{aligned} \quad (3.24)$$

La condición que la Matriz $\Phi^T \Phi$ es invertible es llamada una condición de excitación.

3.1.1. Interpretación geométrica

El Problema de mínimos cuadrados puede ser interpretado como un problema geométrico en R^t , donde t es el número de observaciones. Nótese que la ecuación 3.19 puede ser escrita como[25]:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon(1) \\ \varepsilon(2) \\ \vdots \\ \varepsilon(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \varphi(2) \\ \vdots \\ \varphi(t) \end{bmatrix} \theta_1 - \dots - \begin{bmatrix} \varphi_n(1) \\ \varphi_n(2) \\ \vdots \\ \varphi_n(t) \end{bmatrix} \theta_n \quad (3.25)$$

O también:

$$E = Y - \varphi^1 \theta_1 - \varphi^2 \theta_2 - \dots - \varphi^n \theta_n \quad (3.26)$$

Donde φ^i son las columnas de la matriz Φ . El problema de mínimos cuadrados puede así ser interpretado como el problema de encontrar las constantes $\theta_1, \dots, \theta_n$ tal que el vector Y se aproxima tanto como sea posible por una combinación lineal de los vectores $\varphi^1, \varphi^2, \dots, \varphi^n$.

Sea \hat{Y} el vector en el lapso de $\varphi^1, \varphi^2, \dots, \varphi^n$, que es la mejor aproximación $E = Y - \hat{Y}$. El Vector E es más pequeño cuando es ortogonal a todos los vectores φ^i . Por lo tanto[25]:

$$\begin{aligned} (\varphi^i)^T (y - \theta_1 \varphi^1 - \theta_2 \varphi^2 - \dots - \theta_n \varphi^n) &= 0 \\ i &= 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (3.27)$$

Que es idéntica a la ecuación normal 3.22, El vector θ es único si los vectores $\varphi^1, \varphi^2, \dots, \varphi^n$ son linealmente independientes.

3.1.2. Interpretación estadística

El método de mínimos cuadrados puede ser interpretado en términos estadísticos. Se requieren algunas hipótesis para esto. Se asume que los datos han sido generados por[25]:

$$y(t) = \varphi^T(t) \theta^0 + e(t) \quad (3.28)$$

Donde θ^0 es el vector de parámetros “Verdaderos” y $e(t), t = 1, 2, \dots$ es una secuencia de independencia, variables aleatorias igualmente distribuidas con cero valores medios.

3.1.3. Cálculos recursivos

En los controladores adaptativos las observaciones se obtienen secuencialmente en tiempo real. Es deseable hacer los cálculos de forma recursiva con el fin de ahorrar tiempo de cálculo, los cálculos se pueden organizar de tal manera que los resultados obtenidos en el tiempo $t - 1$ se pueden utilizar con el fin de obtener las estimaciones en el tiempo t , un problema análogo se produce cuando el número de parámetros no se conoce a priori. La estimación de mínimos cuadrados puede ser necesario para un número diferente de parámetros[25].

La solución en la ecuación 3.23, ahora será reescrito de una forma recursiva, dejar $\hat{\theta}(t - 1)$ denota la estimación de mínimos cuadrados basado en las mediciones $t - 1$. Esto es asumiendo que la matriz $\Phi^T \Phi$ es regular para todo t . esto viene de la definición de $P(t)$ que es:

$$P(t)^{-1} = P(t - 1)^{-1} \varphi(t) \varphi^T(t) \quad (3.29)$$

La estimación de mínimos cuadrados de $\hat{\theta}(t)$ esta dada por la ecuación normal 3.22

$$\hat{\theta}(t) = P(t)(\Sigma_{i=1}^t \varphi(i)y(i)) = P(t)(\Sigma_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) + \varphi(t)y(t)) \quad (3.30)$$

Usando la ecuación 3.24 y la ecuación 3.29 se obtiene:

$$\Sigma_{i=1}^{t-1} \varphi(i)y(i) = P(t-1)^{-1} \hat{\theta}(t-1) = P(t)^{-1} \hat{\theta}(t-1) - \varphi(t)\varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1) \quad (3.31)$$

La estimación en el tiempo t ahora puede ser escrita como:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) - P(t)\varphi(t)\varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)y(t) \\ &= \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \\ &= \hat{\theta}(t-1) + k(t)\varepsilon(t) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Donde:

$$\begin{aligned} k(t) &= P(t)\varphi(t) \\ \varepsilon(t) &= y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) \end{aligned} \quad (3.33)$$

El residual $\varepsilon(t)$ se puede interpretar como la predicción del error (un paso adelante) de y basado en la estimación $\hat{\theta}(t-1)$ [25].

3.2. Algoritmos simplificados

Para describir este algoritmo, considere el parámetro desconocido como un elemento de R^n . Una Medición

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta \quad (3.34)$$

Determina la proyección del vector de parámetros θ sobre el vector $\varphi(t)$. De esta interpretación es claro que n mediciones, donde $\varphi(1), \varphi(2), \dots, \varphi(n)$ abarcan R^n , son requeridas para determinar el vector de parámetros θ únicamente. Asumir que una estimación $\hat{\theta}(t-1)$ está disponible y una nueva medición de la ecuación 3.34 es obtenida. Dado que las mediciones $y(t)$ contienen información solo en la dirección $\varphi(t)$ en el espacio de parámetros, es normal que se actualice el estimado como:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \alpha \varphi(t) \quad (3.35)$$

Donde el parámetro α se elige de manera que:

$$y(t) = \varphi^T(t) \hat{\theta}(t) = \varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1) + \alpha \varphi^T(t) \varphi(t) \quad (3.36)$$

Por lo tanto:

$$\alpha = \frac{1}{\varphi^T(t) \varphi(t)} (y(t) - \varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1)) \quad (3.37)$$

Se obtiene una nueva ecuación reescrita de la siguiente manera:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\varphi(t)}{\varphi^T(t) \varphi(t)} (y(t) - \varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1)) \quad (3.38)$$

Que es el algoritmo de Kaczmarz. Asumen que los datos han sido generados por la ecuación 3.34 con el parámetro $\theta = \theta^0$. Entonces de la ecuación 3.35 el error en el parámetro:

$$\tilde{\theta} = \theta^0 - \hat{\theta} \quad (3.39)$$

Satisface la ecuación:

$$\tilde{\theta} = A(t) \tilde{\theta}(t-1) \quad (3.40)$$

Donde:

$$A(t) = I - \frac{\varphi(t)\varphi^T(t)}{\varphi^T(t)\varphi(t)} \quad (3.41)$$

La Matriz $A(t)$ es una matriz de proyección. Esta tiene un valor propio $\lambda = 0$ correspondiente al vector propio $\varphi(t)$. Los otros valores propios todos son iguales a 1.

Para evitar un problema potencial que se produce cuando $\varphi(t) = 0$, el algoritmo de proyección en ocasiones es modificado con el algoritmo de Proyeccion[25].

3.3. Algoritmo de proyección

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\gamma\varphi(t)}{\alpha + \varphi^T(t)\varphi(t)}(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (3.42)$$

Donde $\alpha \geq 0$ y $0 < \gamma < 2$.

El algoritmo de proyección que los datos son generados por la ecuación 3.34 sin error. Cuando los datos son generados por la ecuación 3.23 con un error aleatorio adicional, un algoritmo simplificado está dado por[25]:

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}(t-1) + P(t)\varphi(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (3.43)$$

Dónde:

$$P(t) = (\sum_{i=1}^t \varphi(i)\varphi(i)^T)^{-1} \quad (3.44)$$

Capítulo 4

Modelo de espacio de estados

[28] Las ecuaciones de estado, son un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden, las cuales son encargadas de describir el comportamiento del sistema que se está modelando. Se plantea como un modelo matemático de un sistema. En estas ecuaciones están en función de sus variables de estado $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ y de las entradas del sistema $u_1(t), u_2(t), \dots, u_p(t)$.

Las ecuaciones de estado y de salida se pueden escribir de la siguiente manera:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (4.2)$$

Ahora escritas de Forma matricial quedan de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}(t) & A_{12}(t) & \cdots & A_{1n}(t) \\ A_{21}(t) & A_{22}(t) & \cdots & A_{2n}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1}(t) & A_{n2}(t) & \cdots & A_{nn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11}(t) & B_{12}(t) & \cdots & B_{1p}(t) \\ B_{21}(t) & B_{22}(t) & \cdots & B_{2p}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{n1}(t) & B_{n2}(t) & \cdots & B_{np}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_p(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} Y_1(t) \\ Y_2(t) \\ \vdots \\ Y_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11}(t) & C_{12}(t) & \cdots & C_{1n}(t) \\ C_{21}(t) & C_{22}(t) & \cdots & C_{2n}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n1}(t) & C_{n2}(t) & \cdots & C_{nn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{11}(t) & D_{12}(t) & \cdots & D_{1p}(t) \\ D_{21}(t) & D_{22}(t) & \cdots & D_{2p}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{n1}(t) & D_{n2}(t) & \cdots & D_{np}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_p(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.1. Modelo de espacio de estados del sistema a controlar

Partiendo de las ecuaciones que describe el DFIG presentado en 2.3.2; se calcula el modelo de espacio de estados donde [33]:

Despejando la ecuación 2.25 en términos de I_{dr} y reemplazando en 2.21 se obtiene:

$$\dot{\phi}_{dr} = V_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\phi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r}I_{ds} + w_r\phi_{qr} \quad (4.5)$$

Despejando la ecuación 2.26 en términos de I_{qr} y reemplazando en 2.22 se obtiene:

$$\dot{\phi}_{qr} = V_{qr} - \frac{R_r}{L_r}\phi_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r}I_{qs} - w_r\phi_{dr} \quad (4.6)$$

Con las ecuaciones 4.5 y 4.6 se obtiene la forma $\dot{x} = Ax + Bu$ como se muestra:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\frac{R_r}{L_r}) & w_r \\ -w_r & -(\frac{R_r}{L_r}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r}L_m & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{R_r}{L_r}L_m & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Para llegar a una forma $y = Cx + Bu$ se realiza:

Reemplazando 2.23 en 2.19 y 2.25 en 2.21 se tiene:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \dot{I}_{ds} + L_m \dot{I}_{dr} - w_s \phi_{qs} \quad (4.8)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \dot{I}_{dr} + L_m \dot{I}_{qr} - w_r \phi_{qr} \quad (4.9)$$

Despejando 4.9 en términos de \dot{I}_{dr} y reemplazando en 4.8

$$V_{ds} = (-w_s L_s + \frac{w_s L_m^2}{L_r}) I_{qs} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \dot{I}_{ds} + \frac{L_m}{L_r} V_{dr} + (\frac{L_m(w_r - w_s)}{L_r}) \phi_{qr} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_{dr} + (R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}) I_{ds} \quad (4.10)$$

Reemplazando 2.26 en 2.22 y 2.24 en 2.20 se tiene:

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \dot{I}_{qs} + L_m \dot{I}_{qr} + w_s \phi_{ds} \quad (4.11)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \dot{I}_{qr} + L_m \dot{I}_{qs} + w_r \phi_{dr} \quad (4.12)$$

Despejando 4.12 en términos de \dot{I}_{qr} y reemplazando en 4.11

$$V_{qs} = (w_s L_s - \frac{w_s L_m^2}{L_r}) I_{ds} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \dot{I}_{qs} + \frac{L_m}{L_r} V_{qr} + (\frac{L_m(w_s - w_r)}{L_r}) \phi_{dr} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_{qr} + (R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}) I_{qs} \quad (4.13)$$

De las ecuaciones 4.10, 4.13; I_{ds} y I_{qs} se considera como dos variables perturbadas que depende de la carga. Sin embargo, en el contexto de la referencia síncrona, I_{ds} y I_{qs} son constantes es estado estacionario, por lo cual, sus derivadas se pueden considerar cero. Así obtenemos el siguiente modelo [33]:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\frac{R_r}{L_r^2}) & -w \frac{L_m}{L_r} \\ w \frac{L_m}{L_r} & -(\frac{R_r}{L_r^2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} & -\sigma w_s L_s & \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ \sigma w_s L_s & R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} & 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Donde $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ y $w = w_s - w_r$.

4.2. Muestreo de sistemas en espacio de estados

Considerando un sistema dado por las ecuaciones descritas en 4.3, se desarrolla ecuaciones de estado discreto, usando la aproximación de la derivada con diferencias hacia adelante en [29].

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\dot{x}|_{t_k} = \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{t_{k+1} - t_k} \quad (4.16)$$

Donde: $t_{k+1} - t_k = h$ tiempo de muestreo

$$\begin{aligned} \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{h} &= Ax(t_k) + Bu(t_k) \\ x(t_{k+1}) &= (hA + I)x(t_k) + hBu(t_k) \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} hA + I &= \Phi \\ hB &= \Gamma \end{aligned} \quad (4.18)$$

Evaluando la ecuación de salida en t_k

$$y(t_k) = Cx(t_k) + Du(t_k) \quad (4.19)$$

En función de las muestras y $t_k = kh$; $t_{k+1} = (k+1)h$ se tiene

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \Phi x(k) + \Gamma u(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (4.20)$$

4.3. Muestreo con retenedor de orden cero (zero-order hold)

El retenedor de orden cero permite reconstruir una señal discreta; manteniendo el valor de una muestra, hasta que llegue la siguiente (mantiene la señal constante entre dos t_k consecutivos) [29].

Para la ecuación descrita en 4.3, dado el estado en un tiempo de muestra t_k , el estado en un tiempo futuro t y aplicando el retenedor de orden cero (ZOH) en $u(t)$ se tiene $[u(t_k)] = [u(t_0), u(t_1), \dots]$. La solución de la ecuación de estados entre dos tiempos $t_k \leq t < t_{k+1}$ es [29],

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{A(t-t_0)x(t_k)} + \int_{t_k}^t e^{A(t-\tau)} Bu(\tau) d\tau \\ &= e^{A(t-t_k)x(t_k)} + \int_{t_k}^t e^{A(t_k-\tau)} d\tau Bu(t_k) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Haciendo cambio de variables ($S = t - \tau \longrightarrow \tau = t_k \Rightarrow S = t - t_k$) y $dS = d\tau \longrightarrow \tau = t \Rightarrow S = t - t = 0$, teniendo en cuenta que $u(t_k)$ es constante entre los instantes de muestreo:

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{A(t-t_k)x(t_k)} - \int_{t-t_k}^0 e^{AS} dS Bu(t_k) \\ &= e^{A(t-t_k)x(t_k)} + \int_0^{t-t_k} e^{AS} dS Bu(t_k) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Se puede considerar que la entrada u y la salida y son muestreadas en el mismo instante. Así el comportamiento del sistema en los instantes de muestra esta descrito por:

$$\begin{aligned} x(t_{k+1}) &= \Phi(t_{k+1}, t_k)x(t_k) + \Gamma(t_{k+1}, t_k)u(t_k) \\ y(t_k) &= Cx(t_k) + Du(t_k) \end{aligned} \quad (4.23)$$

en donde:

$$\begin{aligned} \Phi(t_{k+1}, t_k) &= e^{A(t_{k+1}-t_k)} \\ \Gamma(t_{k+1}, t_k) &= \int_0^{t_{k+1}-t_k} e^{AS} dS B \end{aligned} \quad (4.24)$$

Para muestreo periódico h , $t_k = kh$, el modelo 4.23 se simplifica al modelo invariante:

$$\begin{aligned}x(kh + h) &= \Phi x(kh) + \Gamma u(kh) \\ y(kh) &= Cx(kh) + Du(kh)\end{aligned}\tag{4.25}$$

en donde:

$$\begin{aligned}\Phi &= e^{Ah} \\ \Gamma &= \int_0^h e^{AS} dSB\end{aligned}\tag{4.26}$$

4.4. Operador desplazamiento

Operador algebraico que permite adelantar o atrasar elementos en una ecuación en diferencias [29].

- Sea "q" el operador desplazamiento en adelanto

$$qy[k] = y[k + 1]\tag{4.27}$$

En el tiempo se tendrá:

$$qy[t_k] = y[t_{k+1}]\tag{4.28}$$

- Sea "q⁻¹" el operador desplazamiento en atraso:

$$q^{-1}y[k] = y[k - 1]\tag{4.29}$$

En el tiempo se tendrá:

$$q^{-1}y[t_k] = y[t_{k-1}] \quad (4.30)$$

Es posible obtener una función de transferencia en términos del operador de desplazamiento, donde $H[q]$ es la función de transferencia:

$$y[k] = H[q]u[k] \quad (4.31)$$

Capítulo 5

Control adaptativo

El termino adaptativo significa el cambio del comportamiento a medida que nuevas circunstancias aparecen. Puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a posibles perturbaciones [12].

El control adaptativo es un tipo de control no lineal en el que el estado del proceso puede ser separado en dos escalas de tiempo que van evolucionando en diferentes velocidades, la escala de baja velocidad corresponde a los cambios de los parámetros y la escala de mayor velocidad corresponde a la dinámica del bucle de realimentación. [12]

El esquema básico de control adaptativo (Landan 1974) que se ve en la Figura 5.1 está compuesto de un bucle de realimentación negativa, en el que actúa un regulador y de otro bucle en el que se mide el índice de funcionamiento que a su vez es comparado con el índice deseado y se procesa este error en un proceso de adaptación que ajusta los parámetros del regulador y en algunas ocasiones actúa directamente sobre la señal de control. [12]

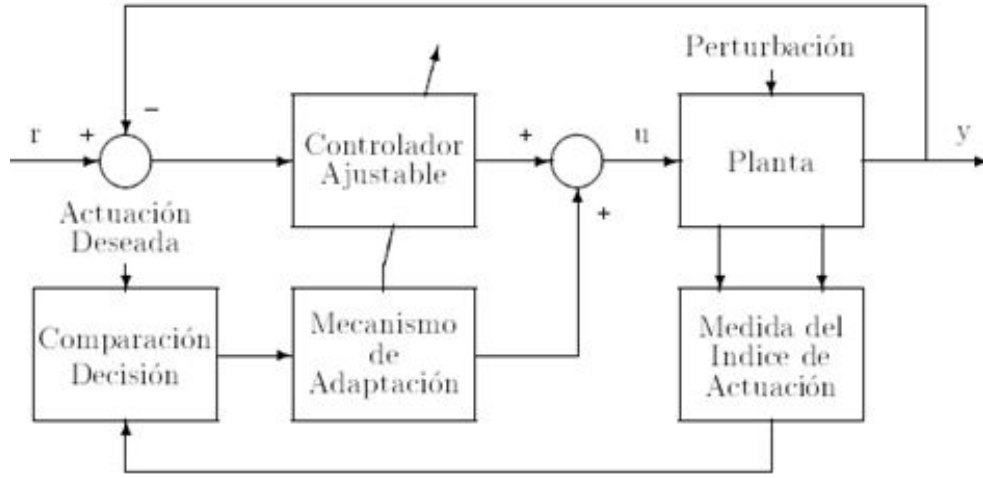


Figura 5.1: Configuración básica control adaptativo

5.1. Reguladores autoajustables

Cuando se diseña un controlador es diseñado para un punto de funcionamiento del proceso, pero si los parámetros del proceso varían con el tiempo o bien el proceso es no lineal y su punto de funcionamiento se modifica, el controlador calculado para solo un punto de funcionamiento no será el adecuado para este tipo de situaciones.

Cuando este tipo de problemas son presentados se plantea una estructura de control diferente en donde además de tener el bucle de regulación, se tiene un segundo bucle de control, en el que a partir de la información tomada del proceso y con un criterio de diseño se modifiquen los parámetros del controlador. [12]

5.2. Controlador PI MIMO

La forma del controlador PI es la siguiente[26]:

$$\dot{z} = A_c z + B_c e \quad (5.1)$$

$$y_c = K_i z + K_p e \quad (5.2)$$

Donde z pertenece a R^r y es el vector de estados del controlador, e que pertenece a R^r y es el error de seguimiento, y_c pertenece a R^m y es la salida del controlador.

La matriz A_c que pertenece a R^{r*r} y tiene la siguiente forma:

$$[A_c] = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

La matriz B_c que pertenece a R^{r*r} y tiene la siguiente forma:

$$[B_c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

La matriz K_i que pertenece a R^{m*r} y tiene la siguiente forma:

$$[K_i] = \begin{bmatrix} K_{11}^i & \cdots & K_{1r}^i \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{m1}^i & \cdots & K_{mr}^i \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

La matriz K_p que pertenece a R^{m*r} y tiene la siguiente forma:

$$[K_p] = \begin{bmatrix} K_{11}^p & \cdots & K_{1r}^p \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{m1}^p & \cdots & K_{mr}^p \end{bmatrix}$$

Con el fin de mantener la estabilidad del sistema el parámetro α de la matriz A_c tiene que ser mas grande que cero, si $\alpha = 0$ el controlador es puramente integral.

El sistema resultante en el sistema de lazo cerrado es el siguiente:

$$H(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (5.6)$$

$$G(s) = k_i(sI - A_c)^{-1}B_c + K_p \quad (5.7)$$

$$H_T(s) = (G(s)H(s) + I)^{-1}G(s)H(s) \quad (5.8)$$

$H(s)$ es la función de transferencia de la matriz de la planta.
 $G(s)$ es la función de transferencia de la matriz del controlador.
 $H_T(s)$ Función de transferencia en lazo cerrado.

5.3. Control Robusto

Para el diseño del control de un sistema se deben conocer sus parámetros de forma simplificada para captar los rasgos fundamentales bajo análisis. Estos sistemas pueden ser complejos a la hora de modelarlos matemáticamente y debido a ello se generan errores los cuales ocasionan mala precisión en el modelado[12].

“Se puede considerar por tanto, que cualquier modelo matemático de un proceso va a ser en mayor o menor grado impreciso, o dicho de otra forma va a contar con incertidumbres o errores de modelado” [12].

Si se requiere controlar de manera eficiente un sistema, se deben conocer los posibles aspectos o fuentes de incertidumbre que perturban el sistema completo, por ello se hace necesario un modelado que exige aspectos para un buen diseño en el control, manteniendo un comportamiento realista en el que las incertidumbres siempre están presentes.

Una forma de establecer las especificaciones de diseño consiste en la minimización de una determinada función de costo en el dominio de la frecuencia, una norma muy utilizada en el control óptimo y robusto es el H_∞ que tuvo sus inicios en la década de los 80, la formulación se realizó para un caso escalar basada en un sistema SISO.

El Control H_∞ es un método eficaz para mejorar la robustez, características transitorias y el rechazo de perturbaciones a pesar del modelo y los parámetros de incertidumbre. En este proyecto se centra en el método *hinfstruct* de Matlab, en este método la norma H_∞ se reduce al mínimo, el método se puede configurar para realizar múltiples optimizaciones desde puntos de partida generados aleatoriamente. *hinfstruct* tiene la ventaja de obtener directamente un controlador de orden reducido, eligiendo el orden y la estructura del controlador deseada[31].

5.3.1. Controlador H_∞

En un determinado problema de control en donde se esta interesado en minimizar el máximo alcanzable por la respuesta frecuencial de T_{zw} , se plantea un problema de optimización H_∞ en el que se trata de obtener el mino de[12]:

$$\| T_{zw} \|_\infty = \sup_w \bar{\sigma}(T_{zw}) \quad (5.9)$$

El cálculo de la norma H_∞ se puede hacer directamente a partir de su definición de la ecuación 5.9 con la solución de T_{zw} dada por las matrices (A_T, B_T, C_T, D_T) , se define la matriz Hamiltoniana H como:

$$[H] = \begin{bmatrix} A_T & B_T B_T^T / \gamma^2 \\ -C_T^T C_T & -A_T^T \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

y se establecen las siguientes equivalencias (Doyle *et.al*,1989):

1. T_{zw} cumple:

$$\| T_{zw} \|_\infty = \gamma \quad (5.11)$$

2. H no tiene autovalores en el eje imaginario.
3. $H \in \text{dom}(\text{Ric})$ (ver 5.3.2)
4. $H \in \text{dom}(\text{Ric})$ y $\text{Ric}(T_{zw}) > 0$ si (C, A) es observable.

Teniendo en cuenta(1) y (2) se puede derivar un método para calcular $\| T_{zw} \|_\infty$:

1. Se selecciona un escalar $\gamma > 0$
2. Se forma la matriz H y se prueba si tiene autovalores en el eje imaginario.
3. Se aumenta o disminuye γ de acuerdo con el resultado en el paso 2.
4. Se repite el proceso iterando con γ hasta encontrar un valor critico γ_0 que con cierta precision cumpla la condición del paso 2, en ese caso se consigue una cota ajustada $\| T_{zw} \|_\infty < \gamma_0$

[12] Para encontrar un controlador asintóticamente estable $K(s)$ que consiga $\|T_{zw}\|_\infty < \gamma$, se resuelven el par de ecuaciones algebraicas de Riccati:

$$A_p^T X_\infty + X_\infty A_p - X_\infty [(1/\gamma^2) B_1 B_1^T - B_2 B_2^T] X_\infty + C_1 C_1^T = 0 \quad (5.12)$$

$$A_p Y_\infty + Y_\infty A_p^T - Y_\infty [(1/\gamma^2) C_1^T C_1 - C_2^T C_2] Y_\infty + B_1 B_1^T = 0 \quad (5.13)$$

o teniendo en cuenta la definición del operador de Riccati:

$$\begin{aligned} X_\infty &= Ric(H_{X\infty}) \\ Y_\infty &= Ric(H_{Y\infty}) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Con las matrices Hamiltonianas asociadas:

$$\begin{aligned} [H_{X\infty}] &= \begin{bmatrix} A_p & (1/\gamma^2) B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T C_1 & -A_p^T \end{bmatrix} \\ [H_{Y\infty}] &= \begin{bmatrix} A_p^T & (1/\gamma^2) C_1^T C_1 - C_2^T C_2 \\ -B_1 C_1^T & -A_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.15)$$

El control resultante es:

$$K(s) = K_c [sI - A_p - (1/\gamma^2) B_1 B_1^T X_\infty - B_2 K_c - Z K_0 C_2]^{-1} K_0 \quad (5.16)$$

donde:

$$K_c = B_2^T X_\infty, K_0 = Y_\infty C_2^T, Z = [I - (1/\gamma^2) Y_\infty X_\infty]^{-1}, K_1 = B_1 B_1^T X_\infty (1/\gamma^2)$$

El compensador de la ecuación 5.16 consigue $\|T_{zw}\|_\infty < \gamma$, sin embargo no sera valida la solución a menos que se cumplan las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} X_\infty &\geq 0 \\ Y_\infty &\geq 0 \\ |\lambda_{max}(X_\infty Y_\infty)| &\leq \gamma^2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

El controlador H_∞ tiene una estructura constituida por una realimentación de estados y un observador, donde la dinámica del compensador se describe por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A_p \hat{x} + B_2 u + ZK_0(\hat{y} - y) + B_1 \hat{w} \\ \hat{y} &= C_2 \hat{x} \\ u &= K_c \hat{x} \\ \hat{w} &= (1/\gamma^2) B_1^T X_\infty \hat{x}\end{aligned}\tag{5.18}$$

Donde K_c representa la matriz de realimentación de estados. ZK_0 la matriz de ganancia del observador y \hat{w} un estimado de la peor perturbación que pudiera ocurrir sobre el sistema, en donde se maximizara la magnitud:

$$\|z\|_2^2 - \gamma^2 \|w\|_2^2\tag{5.19}$$

El cálculo para llegar a la solución de un problema de optimización H_∞ requiere de un proceso iterativo, iniciándose con un valor inicial de γ , probando todas las condiciones necesarias y encontrando una solución adecuada la cual puede terminar con un valor mínimo γ_{min} o una solución subóptima ($\gamma_0 > \gamma_{min}$)

5.3.2. Operador de Riccati

[12] Sean A, Q, R matrices cuadradas de dimensión n , con R y Q simétricas, se define la matriz Hamiltoniana asociada como:

$$[H] = \begin{bmatrix} A & R \\ Q & -A^T \end{bmatrix}\tag{5.20}$$

Si se supone que H no tiene autovalores en el eje imaginario y que existe una matriz T que hace la siguiente partición:

$$[T^{-1}HT] = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ 0 & \bar{A}_{22} \end{bmatrix}\tag{5.21}$$

con la propiedad de que la matriz \bar{A}_{11} tiene todos sus autovalores con parte real negativa; y que T también puede ser:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

entonces la matriz:

$$X = T_{21}T_{11}^{-1} \quad (5.23)$$

estará determinada de forma única por H , se puede establecer una correspondencia o función Ric , entre el conjunto de matrices Hamiltoniana H y el conjunto de matrices X :

$$X = Ric(H) \quad (5.24)$$

el dominio de esta función está representado por $Dom(Ric)$ y está constituido por el conjunto de matrices Hamiltonianas H que no tienen autovalores en el eje imaginario, y para las que existe una matriz de transformación T que particiona a H con los autovalores de \bar{A}_{11} con parte real negativa, además se tiene que la matriz X es la solución de la ecuación de *Riccati*:

$$A^T X + X A + X R X - Q = 0 \quad (5.25)$$

5.3.3. Interpretación H_∞ del comportamiento nominal

El método de optimización de sistemas de control H_∞ se relaciona con la minimización del valor de pico de la respuesta en frecuencia de cierta función en bucle cerrado, en base a la figura 5.2 puede obtenerse la dependencia de la respuesta del sistema y la variable de control, con el resto de variables que actúan sobre el sistema[12]:

$$y(s) = T(s)r(s) + S(s)d(s) - T(s)n(s) \quad (5.26)$$

$$u(s) = K(s)S(s) * [r(s) - n(s) - d(s)] \quad (5.27)$$

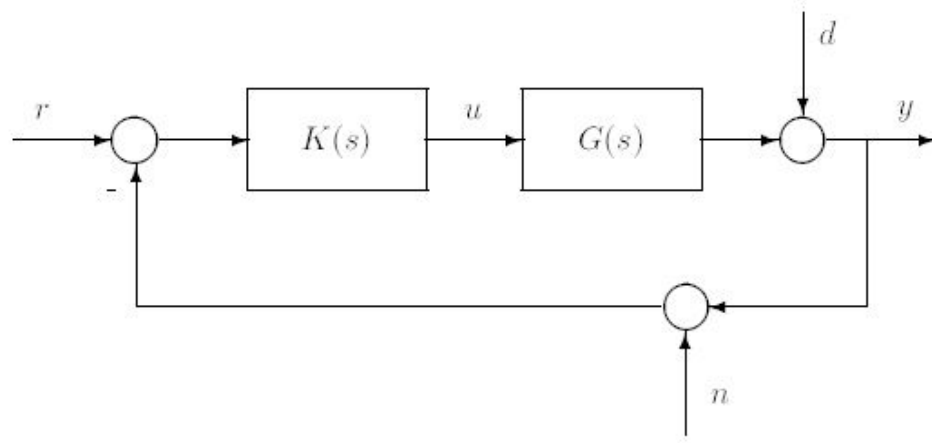


Figura 5.2: Estructura de un sistema de control convencional

En la Ecuación 5.26 la función de sensibilidad S caracteriza el comportamiento del sistema de control con respecto a las perturbaciones (d), un problema de diseño puede basarse en obtener un controlador K que consiga un rechazo o atenuación de las perturbaciones[12].

El problema inicial considerado por Zames(1981) consiste en encontrar un compensador K que haga al sistema de control estable y minimice el valor pico definido como[12]:

$$\| S \|_{\infty} = \max_w | S(jw) | \quad (5.28)$$

Dado que para algunas funciones el valor pico puede no existir, se reemplaza éste por el supremo o menor de las cotas superiores:

$$\| S \|_{\infty} = \sup_w | S(jw) | \quad (5.29)$$

La justificación para este problema reside en que si el valor pico de dicha función de sensibilidad es pequeño, entonces la magnitud de S necesariamente es pequeña para todas las frecuencias, entonces las perturbaciones serán atenuadas para todas las frecuencias. La minimización de $\| S \|_{\infty}$ es la optimización del peor caso, porque esto es equivalente a la minimización del efecto sobre la salida del peor caso, el cual tiene una interpretación

matemática muy significativa, suponiendo que la perturbación d es desconocida para las frecuencia de interés, pero tienen energía finita[12]:

$$\| d \|_2 = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |d(t)|^2 dt} \quad (5.30)$$

se conoce como la norma-2 de la perturbación d , la energía de d es el cuadrado de la norma-2. Entonces la norma $\| S \|$ del sistema S con entrada d y salida y inducida por la norma-2 se define como:

$$\| S \| = \sup_{\|d\|_2 < \infty} \frac{\|y\|_2}{\|d\|_2} \quad (5.31)$$

De la ecuación 5.31 se deriva que la norma está directamente relacionada con la ganancia de la energía para la entrada con la frecuencial peor posible, utilizando el teorema de Parseval se obtiene:

$$\| S \| = \| S \|_{\infty} \quad (5.32)$$

Por esto el valor de pico es precisamente la norma del sistema inducida por las normas-2 sobre las señales de entrada y salida, la cual es conocida como la norma- ∞ del sistema.

5.3.4. Interpretación H_{∞} de la estabilidad robusta

En esta interpretación se muestra la conexión entre la minimización del valor pico y el diseño para obtener una estabilidad robusta del sistema, se considera el diagrama de Nyquist mostrado en la figura 5.3 que corresponde a la función en lazo abierto $L = GK$ de un sistema de control convencional, se analiza si el sistema realimentado permanece estable bajo la existencia de una incertidumbre que modifica la función de transferencia desde su valor nominal L_0 al valor actual L [12].

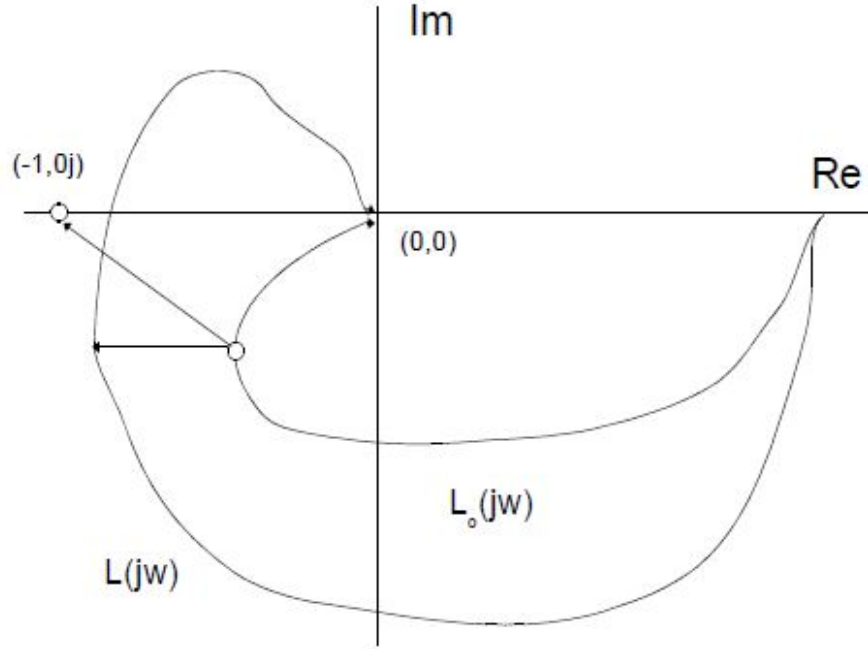


Figura 5.3: Interpretación de la estabilidad robusta con el diagrama de Nyquist

El siguiente desarrollo supone un sistema estable en lazo abierto y se asume que el sistema en lazo cerrado es estable, por lo tanto L_0 no rodea al punto crítico $(-1, 0j)$ del plano complejo en el diagrama de Nyquist, el sistema real será también estable en lazo cerrado si L tampoco rodea ese punto, se demuestra que el diagrama de Nyquist no rodea al punto -1 si:

$$|L(jw) - L_0(jw)| < |L_0(jw) + 1| \quad \forall w \in \mathfrak{R} \quad (5.33)$$

Esto es equivalente a:

$$\frac{|L(jw) - L_0(jw)|}{|L_0(jw)|} \cdot \frac{|L_0(jw)|}{|L_0(jw) + 1|} < 1 \quad \forall w \in \mathfrak{R} \quad (5.34)$$

Definiendo la función de sensibilidad complementaria T_0 del sistema en lazo cerrado como:

$$T_0 = 1 - S_0 = 1 - \frac{1}{1 + L_0} = \frac{L_0}{1 + L_0} \quad (5.35)$$

Siendo S_0 la función de sensibilidad nominal. a partir de la ecuación 5.34 se tendrá que si:

$$\left| \frac{L(jw) - L_0(jw)}{L_0(jw)} \right| \cdot |T_0| < 1, \forall w \quad (5.36)$$

el sistema con incertidumbre sera estable en el bucle cerrado.

El factor $\frac{|L(jw) - L_0(jw)|}{L_0(jw)}$ en esta expresión representa el tamaño relativo de la incertidumbre frente al valor nominal L_0 , suponiendo que este valor relativo es una función de la frecuencia y que al menos se conoce una cota de la misma que esta dada por[12]:

$$\left| \frac{L(jw) - L_0(jw)}{L_0(jw)} \right| \leq |W_T(jw)|, \forall w \quad (5.37)$$

Entonces:

$$\begin{aligned} & \left| \frac{L(jw) - L_0(jw)}{L_0(jw)} \right| \cdot |T_0(jw)| = \\ & = \frac{|L(jw) - L_0(jw)| / |L_0(jw)|}{|W_T(jw)|} \cdot |W_T(jw)T_0(jw)| < |W_T(jw)T_0(jw)| \end{aligned} \quad (5.38)$$

de aquí se cumple:

$$|W_T(jw)T_0(jw)| < 1, \forall w \in \Re \quad (5.39)$$

de la ecuación 5.36 el sistema en lazo cerrado es estable para cualquier incertidumbre limitada por la ecuación 5.37, ademas se demuestra que la condición de la ecuación 5.37 es una condición necesaria y suficiente para la estabilidad robusta del sistema(Morari *etal.*

1989)[12].

Con la condición de la ecuación 5.39 bajo la hipótesis de que el sistema en lazo abierto es estable, puede probarse que también es válida para sistemas inestables en bucle abierto, con tal de que el sistema nominal y el perturbado en bucle abierto tenga el mismo número de polos en la parte derecha del plano complejo.

Implementando la notación de la norma- ∞ , la condición para estabilidad robusta puede reescribirse como:

$$\| W_T(jw)T_0(jw) \|_{\infty} < 1, \quad (5.40)$$

Por lo tanto, para que un sistema tenga garantizada la estabilidad robusta será suficiente que se diseñe de forma que $\| W_T)T_0 \|_{\infty}$ sea menor que uno[12].

Capítulo 6

Resultados

El sistema usado en la simulación se obtuvo del modelo “Wind Turbine Double-Fed Inductor Generator” en simulink / Matlab.

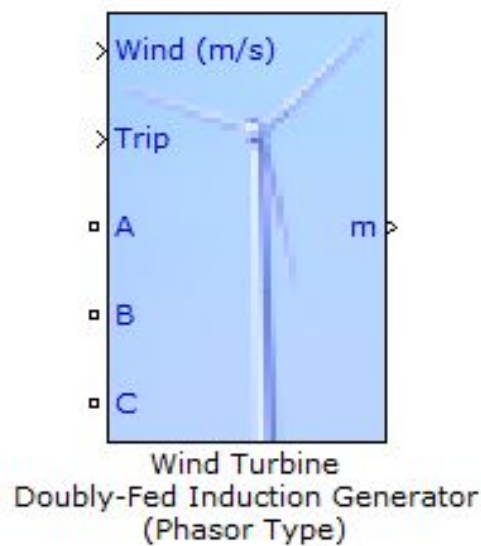


Figura 6.1: Wind Turbine Double-Fed Inductor Generator

Del cual se obtuvo el modelo de espacio de estados con los siguientes valores:

Block Parameters: Wind Turbine Doubly-Fed Induction Generator (Phasor T... X

Wind Turbine Doubly-Fed Induction Generator (Phasor Type) (mask) (link)

This block implements a phasor model of a doubly-fed induction generator driven by a wind turbine.

Parameters

Display: **Generator data**

Nom. power, L-L volt. and freq. [Pn(VA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:
[1.5e6/0.9 575 60]

Stator [Rs,Lls] (pu):
[0.00706 0.171]

Rotor [Rr',Llr'] (pu):
[0.005 0.156]

Magnetizing inductance Lm (pu):
2.9

Inertia constant, friction factor, and pairs of poles [H(s) F(pu) p]:
[5.04 0.01 3]

Initial conditions [s() th(deg) Is(pu) ph_Is(deg) Ir(pu) ph_Ir(deg)]:
[0.2 0 0 0 0 0]

Figura 6.2: Datos del Generador

Datos	Valor
Resistencia del Estator (pu)	Rs=0,00706
Inductancia del Estator (pu)	Ls=0,171
Resistencia del Rotor(pu)	Rr=0,005
Inductancia del Rotor (pu)	Lr=0,156
Inductancia Mutua (pu)	Lm=2,9
Deslizamiento (pu)	S=0,2

Tabla 6.1: Datos Del Generador

Datos	Valor
Velocidad sincrona de la Turbina en el punto de operacion C (pu)	$W_s=1,2$
Velocidad del Rotor en el punto de operacion C (pu)	$W_r=0,96$
Velocidad Relativa entre la Turbina y el Rotor($W=W_s-W_r$)(pu)	$W=0,24$
Potencia Nominal (pu)	$P_{nom}=0,73$

Tabla 6.2: Datos De la Turbina

Block Parameters: Wind Turbine Doubly-Fed Induction Generator (Phasor Type)

Parameters

Display: **Turbine data**

☐ External mechanical torque:

☐ Display wind turbine power characteristics:

Nominal wind turbine mechanical output power (W):

1.5e6

Tracking characteristic speeds: [speed_A(pu) ... speed_D(pu)]

[0.7 0.71 1.2 1.21]

Power at point C (pu/mechanical power):

0.73

Wind speed at point C (m/s):

12

Pitch angle controller gain [Kp]:

500

Maximum pitch angle (deg):

45

Maximum rate of change of pitch angle (deg/s):

2

Figura 6.3: Datos de la Turbina

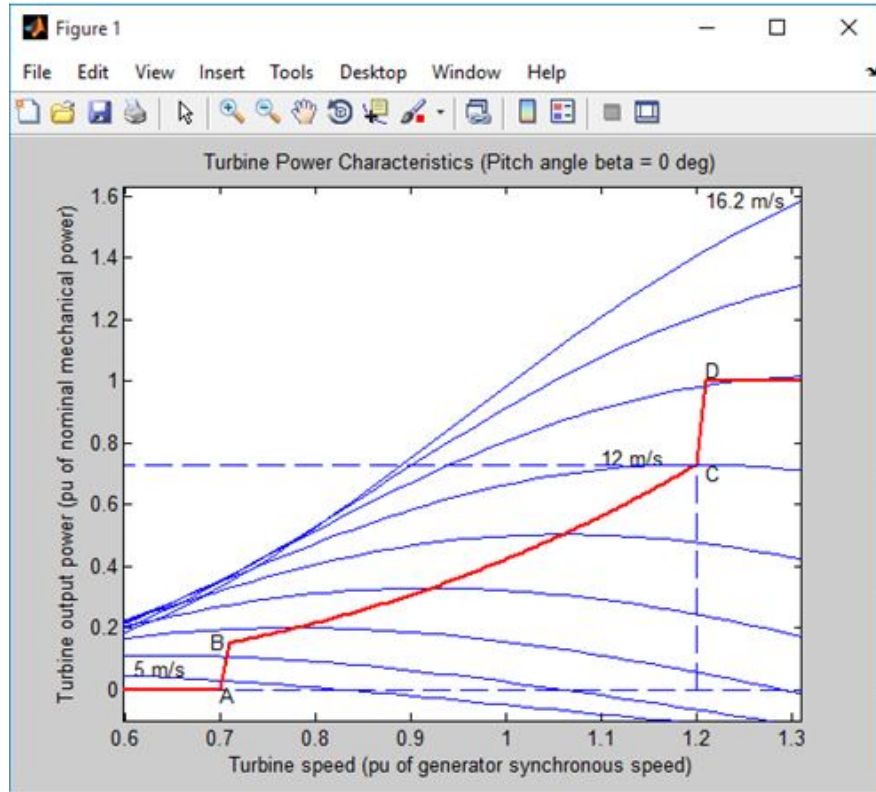


Figura 6.4: Características de operación en el punto C de la turbina

Con los Datos obtenidos del modelo “Wind Turbine Double-Fed Inductor Generator” de Matlab y con las ecuaciones del modelo de espacio de estados (4.7) y (4.14) se genera el siguiente modelo:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,032051 & 0,96 \\ -0,96 & -0,032051 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,0092945 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0,0092945 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -0,032051 & 0,96 \\ -0,96 & -0,032051 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0,0092945 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0,0092945 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,595801 & -4,461538 \\ 4,461538 & -0,595801 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1,734953 & 64,487095 & 18,589743 & 0 \\ -64,487095 & 1,734953 & 0 & 18,589743 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -0,595801 & -4,461538 \\ 4,461538 & -0,595801 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 1,734953 & 64,487095 & 18,589743 & 0 \\ -64,487095 & 1,734953 & 0 & 18,589743 \end{bmatrix}$$

6.1. Control PI adaptativo con asignacion robusta sobre el sistema generado

En la figura 6.5 se muestra la estructura básica utilizada para la implementación del algoritmo de control:

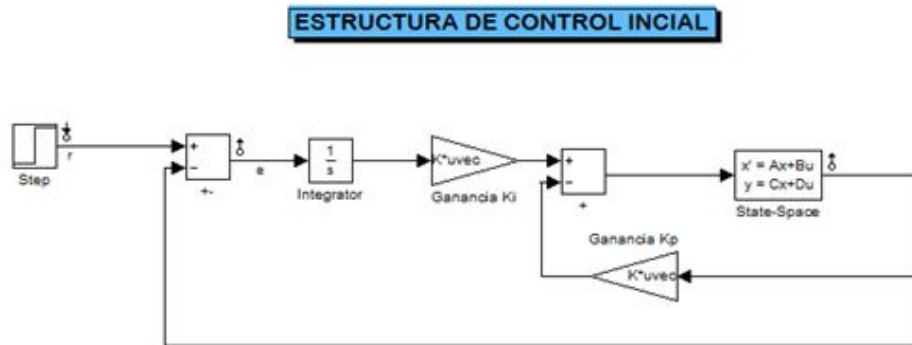


Figura 6.5: Estructura Inicial de Control

El algoritmo se inicializa sobre la estructura de control inicial en donde se encuentran las ganancias iniciales K_i y K_p . Las cuales son actualizadas con la función *hinfstruct* para obtener las ganancias K_{iFinal} y K_{pFinal} optimas las cuales son evaluadas sobre la estructura de control Final.

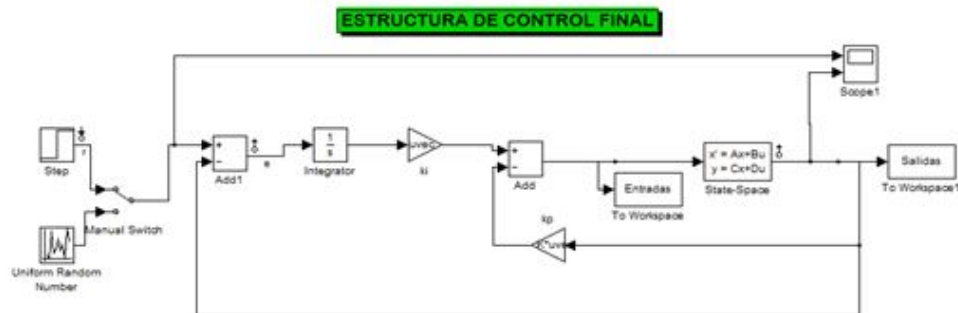


Figura 6.6: Estructura Final de Control

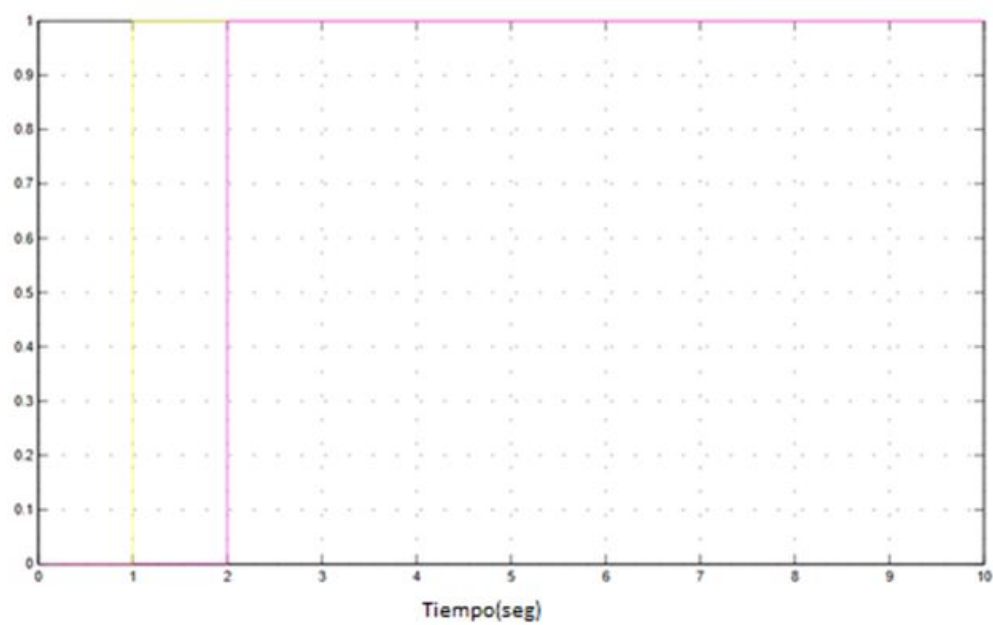


Figura 6.7: Entradas tipo escalón unitario a la estructura de control Final

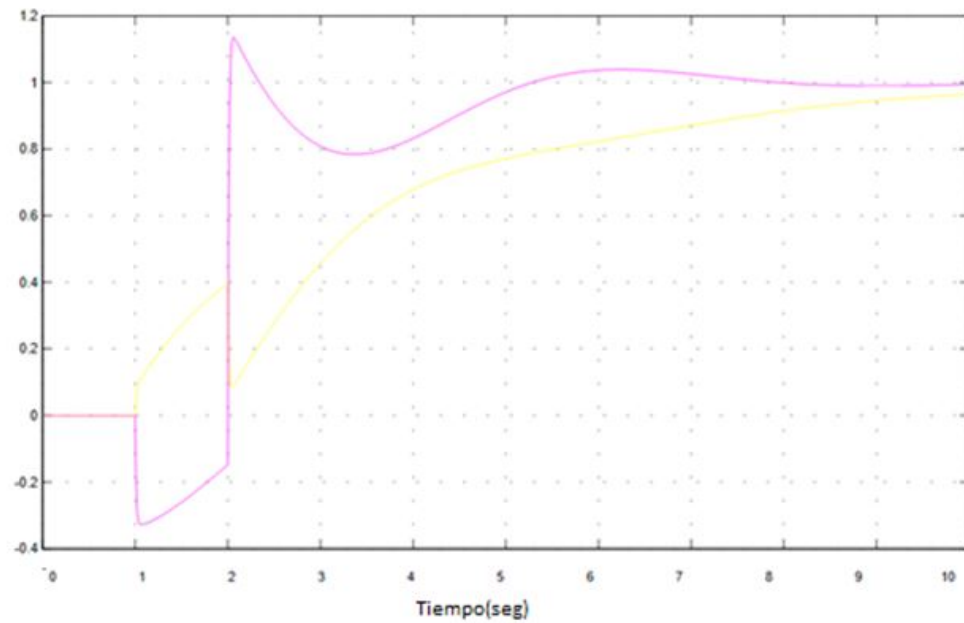


Figura 6.8: Respuesta controlada a la entrada tipo escalón unitario a la estructura de control Final

6.1.1. Control Inicial Acoplado

El control Pi Adaptativo con asignación robusta se analiza sobre el sistema de modelo de espacios generado, se obtiene las siguientes respuestas en donde se observa un buen control, y las señales alcanzan los valores deseados:

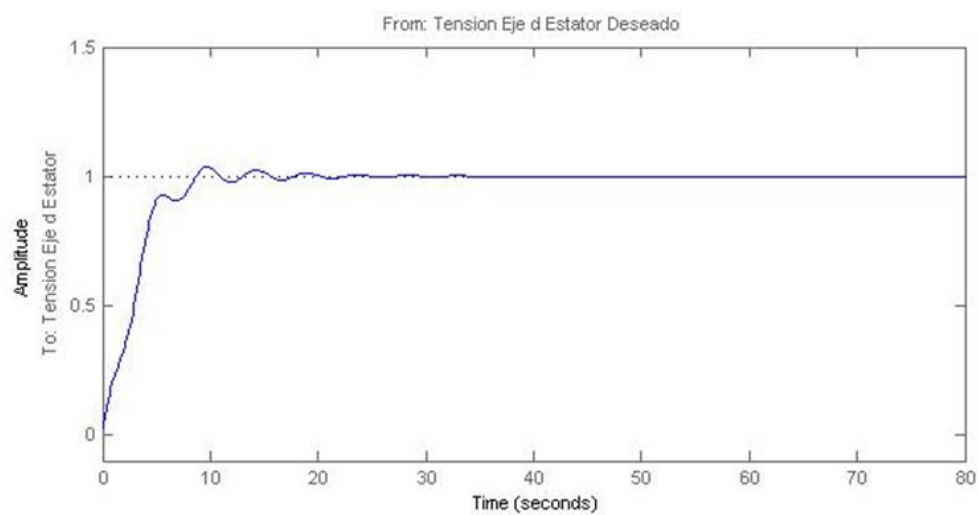


Figura 6.9: Respuesta Controlada de la tensión en el Eje d en el estator

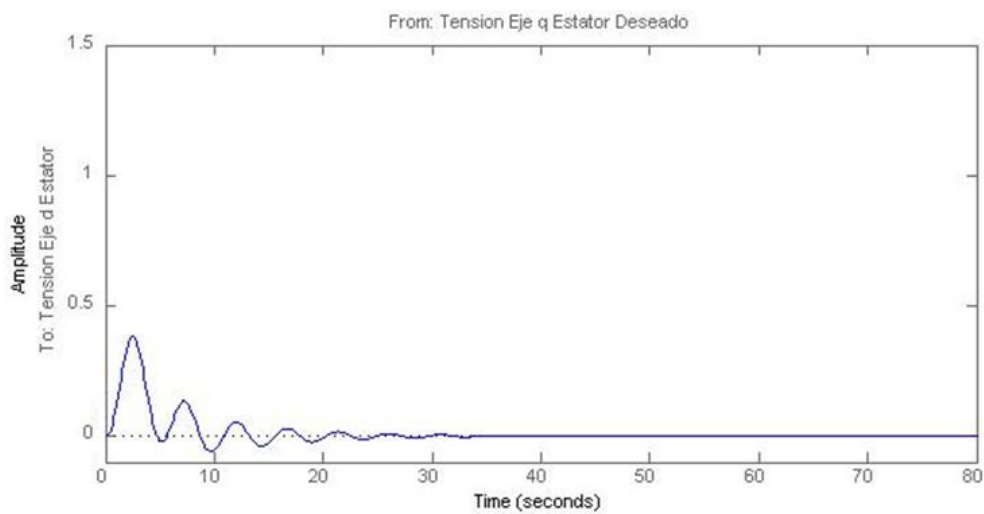


Figura 6.10: Respuesta de la tensión en el Eje d en el estator con respecto al Eje q

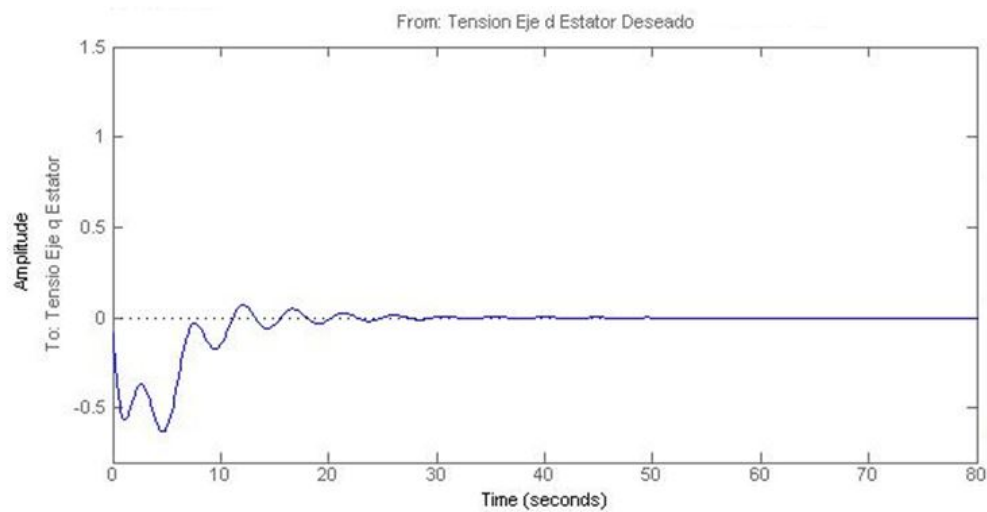


Figura 6.11: Respuesta de la tensión en el Eje q en el estator con respecto al Eje d

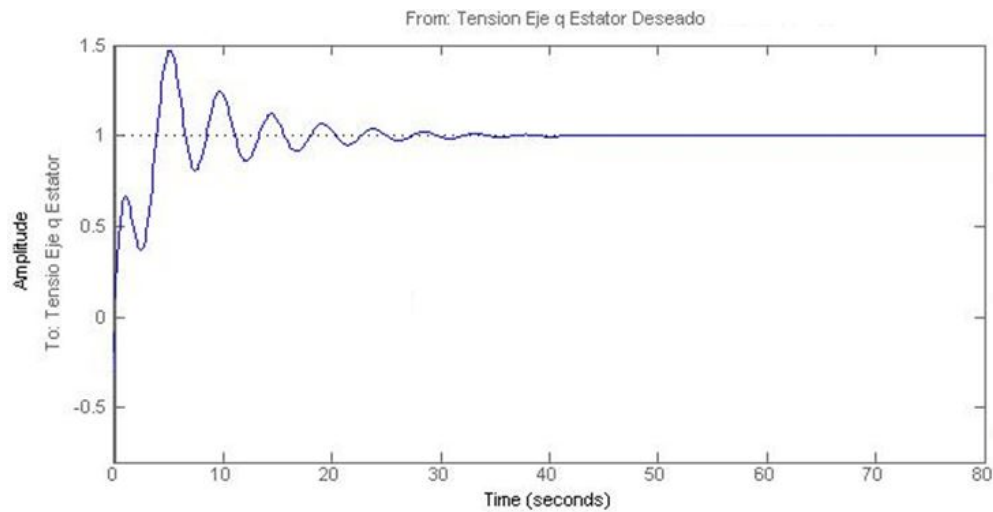


Figura 6.12: Respuesta Controlada de la tensión en el Eje q en el estator

6.1.2. Control Final Acoplado

Como se puede Observar en el control inicial acoplado las tensiones están llegando a los valores deseados, a continuación se utiliza la función *hinfstruct* para obtener un control final mejorado:

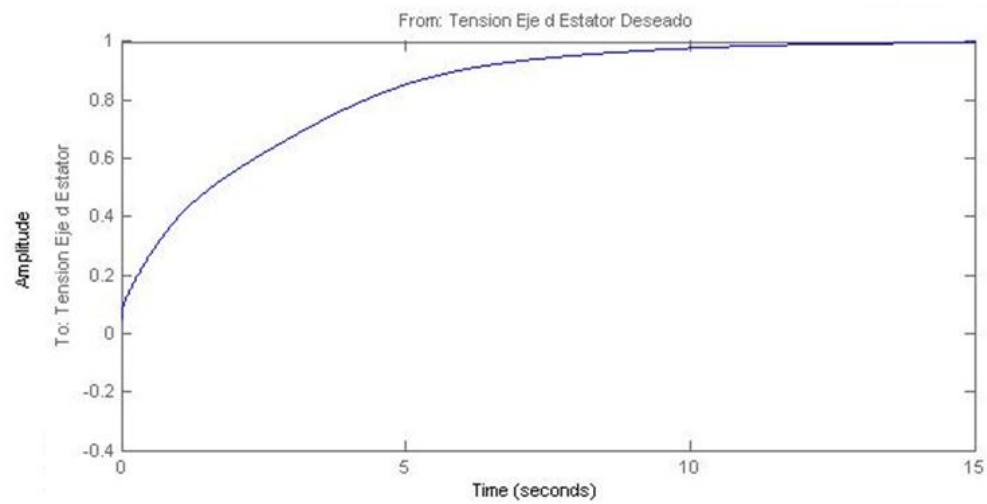


Figura 6.13: Respuesta Controlada final de la tensión en el Eje d en el estator

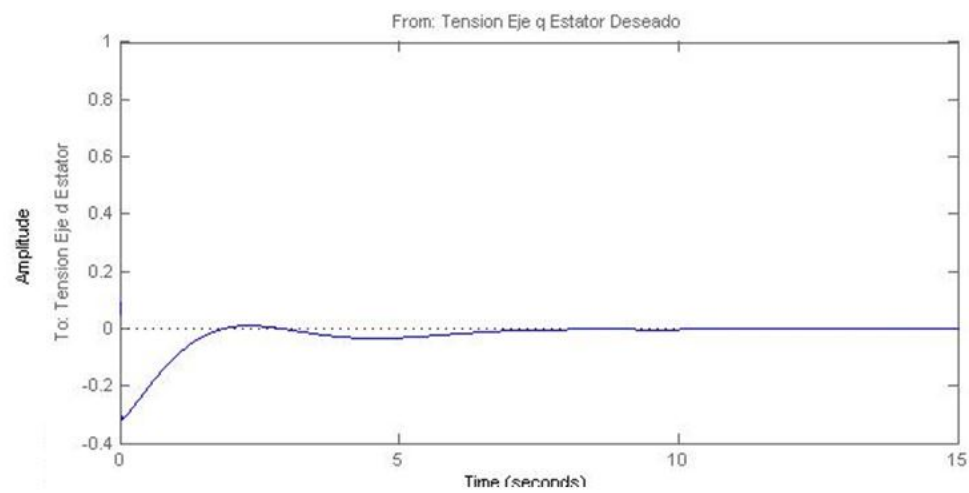


Figura 6.14: Respuesta final de la tensión en el Eje d en el estator con respecto al Eje q

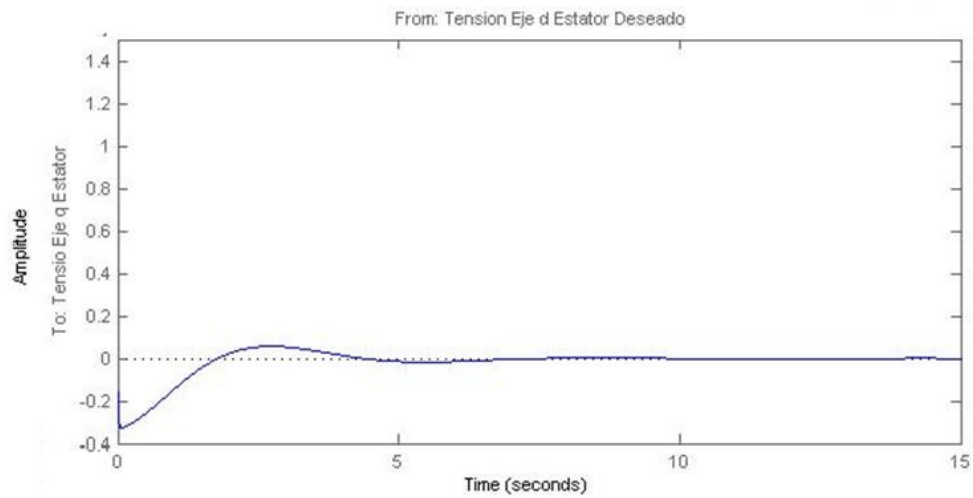


Figura 6.15: Respuesta final de la tensión en el Eje q en el estator con respecto al Eje d

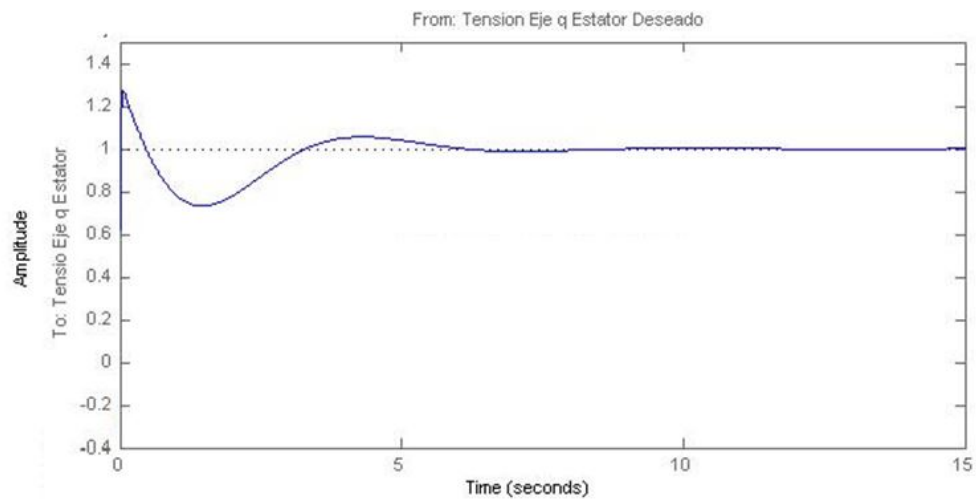


Figura 6.16: Respuesta Controlada final de la tensión en el Eje q en el estator

Al comparar el control final con respecto al control inicial se puede observar que es mucho más eficiente el control final, con un tiempo de establecimiento mucho más bajo y con un control muy bueno sobre los armónicos presentados en el primer control.

6.1.3. Control Desacoplado

Con el Objetivo de analizar los comportamientos de los controladores se realiza un control desacoplado sobre el modelo de espacio de estados generado obteniendo los siguientes resultados:

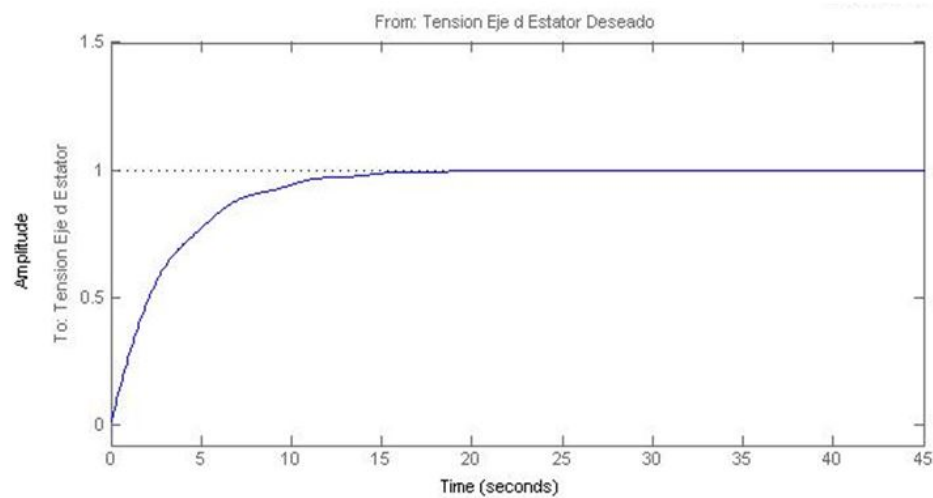


Figura 6.17: Respuesta Control desacoplado de la tensión en el Eje d en el estator

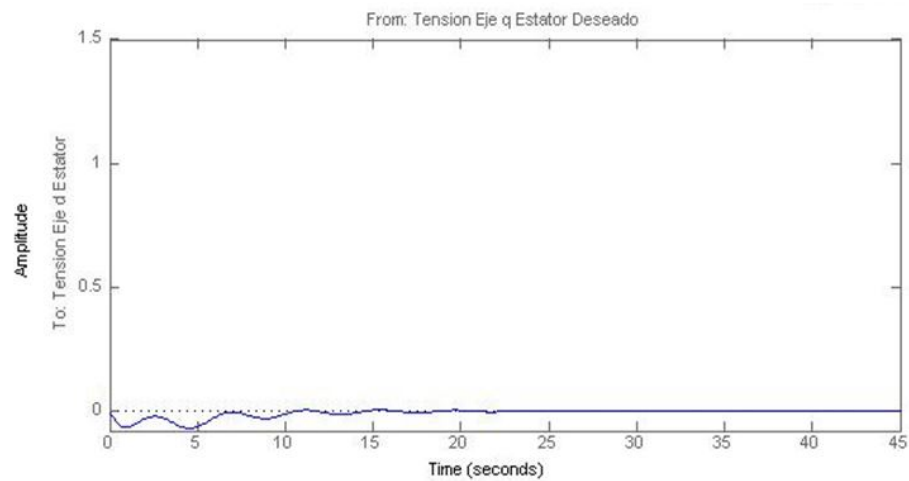


Figura 6.18: Respuesta de la tensión en el Eje d en el estator con respecto al Eje q

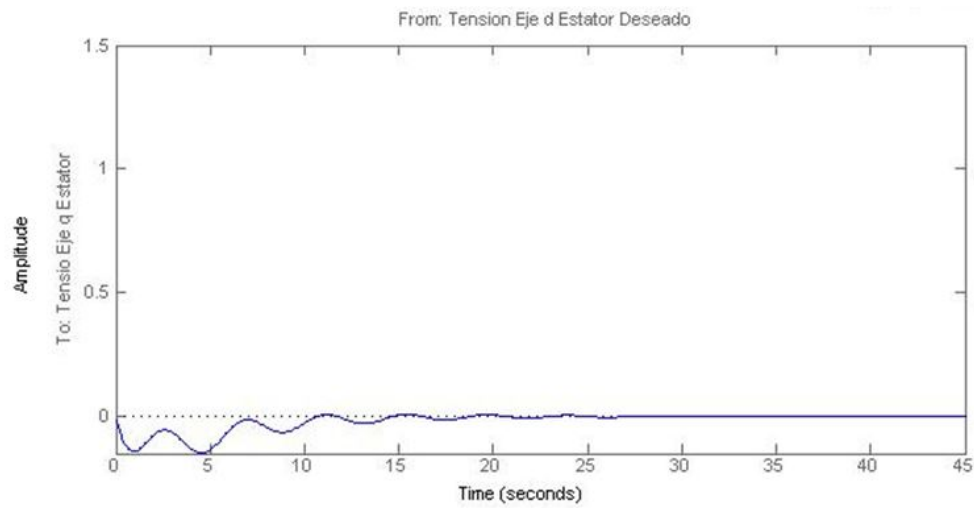


Figura 6.19: Respuesta Control desacoplado de la tensión en el Eje q en el estator con respecto al Eje d

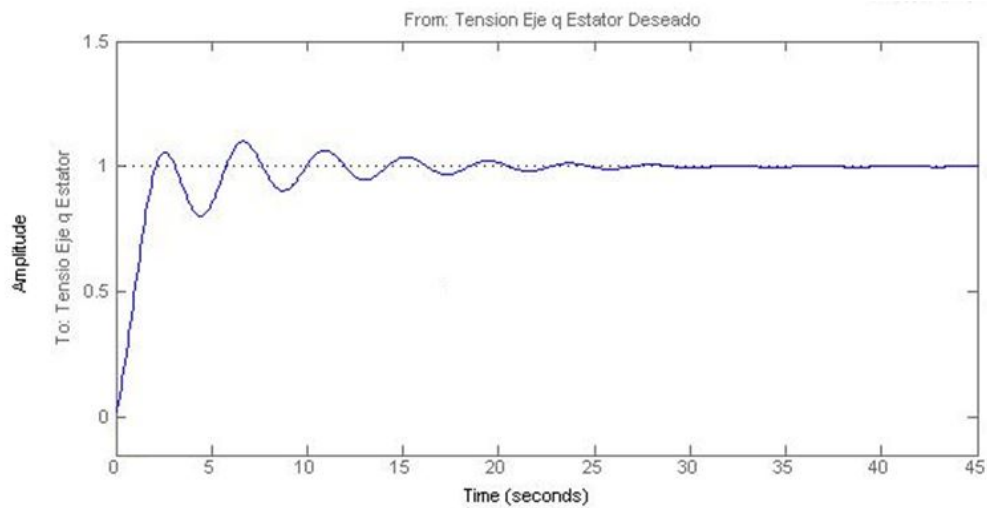


Figura 6.20: Respuesta Controlada final de la tensión en el Eje q en el estator

6.2. Identificación

Se realiza una identificación fuera de línea usando el método de Mínimos cuadrados donde los datos son tomados de las entradas y las salidas de la estructura de control final, con estos

datos se genera un modelo de espacio de estados el cual ha sido llamado modelo de espacio de estados estimado para su control, a continuación se muestra el modelo con su identificación:

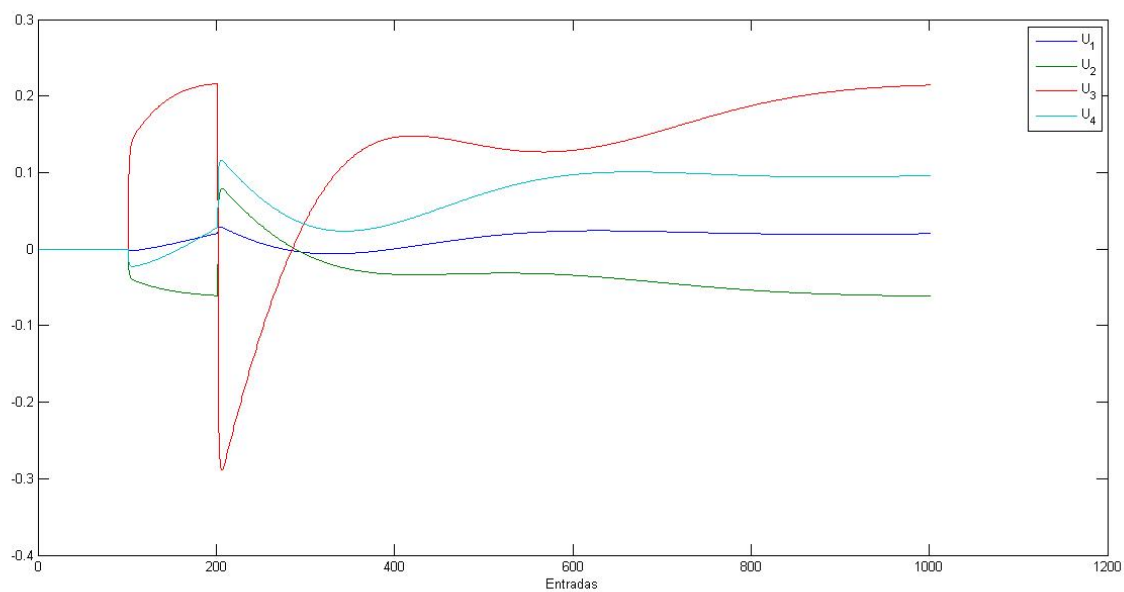


Figura 6.21: Entradas

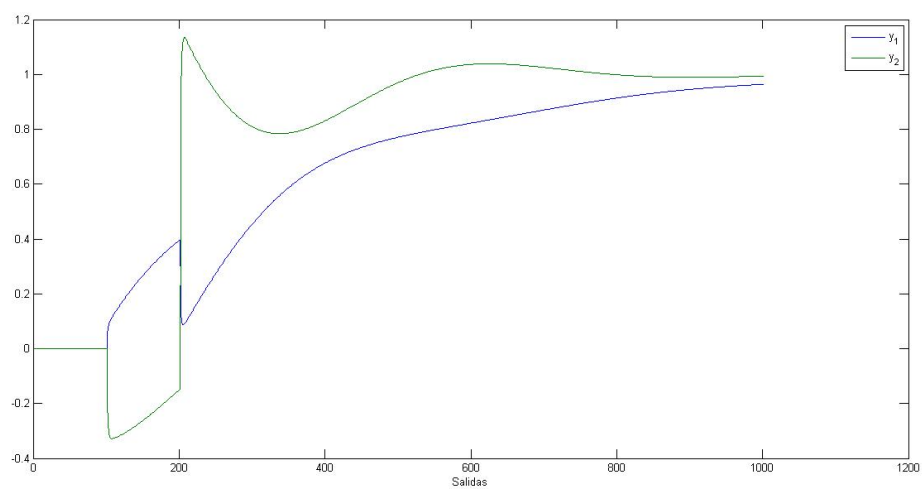


Figura 6.22: Salidas

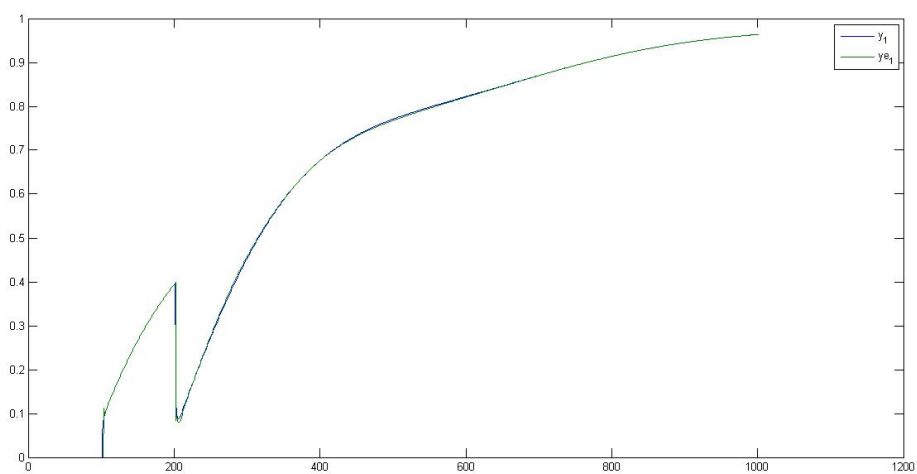


Figura 6.23: Identificación salida 1

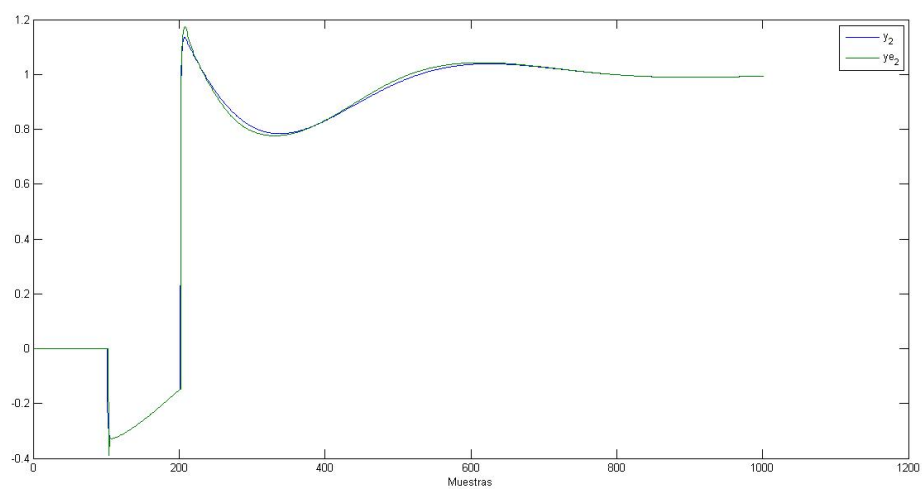


Figura 6.24: Identificación salida 2

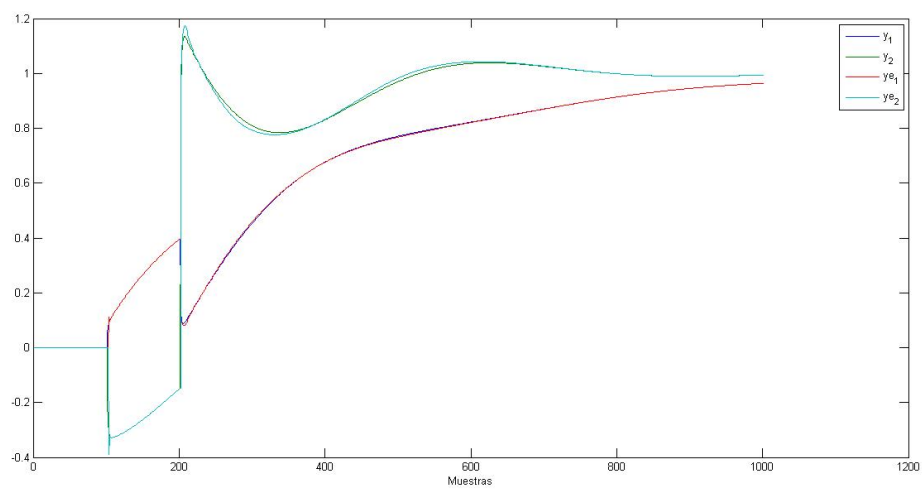


Figura 6.25: Identificación todas las salidas

$$[Aest] = \begin{bmatrix} 15,9550 & -11,7749 & -15,3391 & 12,3303 & 62,6890 & -1,442 & \\ & -15,4287 & 93,1408 & -65,0729 & -1,5883 & 15,8772 & -92,0403 \\ -48,7077 & 43,2036 & 49,9198 & -43,9634 & -217,3480 & 4,8572 & \\ & 54,4164 & -323,2083 & 225,7647 & 5,6218 & -55,5408 & 319,4044 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$[Best] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

$$[Cest] = \begin{bmatrix} 15,9550 & -11,7749 & -15,3391 & 12,3303 & 62,6890 & -1,4422 & \\ -15,4287 & 93,1408 & -65,0729 & -1,5883 & 15,8772 & -92,0403 & \\ -48,7077 & 43,2036 & 49,9198 & -43,9634 & -217,3480 & 4,8572 & \\ 54,4164 & -323,2083 & 225,7647 & 5,6218 & -55,5408 & 319,4044 & \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$[Dest] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Capítulo 7

Conclusiones

- El Método de Mínimos cuadrados actúa de manera adecuada para la identificación de sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), donde se observa una buena estimación de las salidas con valores bajos de error lo cual facilita la implementación en el sistema de control.
- Se acopla el sistema de identificación fuera de línea al controlador, donde se considera que las entradas no varían mucho con respecto al tiempo, y se tiene una estimación de la planta adaptándose a nuevos cambios que se puedan presentar para su posterior control.
- Con los resultados obtenidos se evaluó el desempeño de un controlador PI acoplado y desacoplado fijo donde la respuesta del sistema acoplado tiene un tiempo de establecimiento bajo con oscilaciones pequeñas, por lo que resulta mejor que el sistema desacoplado en donde el tiempo de establecimiento es mayor y se pueden visualizar oscilaciones considerables.
- Se obtiene un buen control inicial acoplado en donde se están obteniendo las salidas deseadas, además se observa que la implementación de la teoría de control robusto mejora notablemente el sistema de control, en donde usando la función “hinfstruct” de matlab conocida como H_∞ que minimiza la función de costo encontrando una función adecuada mínima para las ganancias del controlador y la sintonización de estas se obtiene un control final muy efectivo donde el tiempo de establecimiento es bajo y se observan menos oscilaciones.

- Se cumple la implementación del control PI MIMO adaptativo con asignación robusta para el Generador de Inducción Doblemente Alimentado (DFIG), logrando llegar a los valores deseados y adaptándose a perturbaciones presentadas en el sistema, donde el uso de la teoría de control robusto tiene un gran impacto mejorando considerablemente la estabilidad del controlador.

Capítulo 8

Bibliografía

[1] DalliaMorsiAli, “Energy Capacity and Economic Viability Assessment of the Renewable Hydrogen Energy Storage as a Balancing Mechanism in addressing the Electric System Integration Issues Inherent with Variable Renewable Energy Resources”, Reliability of transmission and distribution networks, IET Conference, 2011.

[2] Mohamed El Badawe, Tariq Iqbal and George K. Mann, “Optimization and A Comparison between renewable and non-renewable energy systems for a telecommunication site”, Electrical and Computer Engineering, 2012 25th IEEE Canadian Conference, 2012.

[3] U. M. Choi, K. B. Lee, F. Blaabjerg, “Power Electronics for Renewable energy System: Wind Turbine and Photovoltaic Systems”, Renewable Energy Research and Applications, 2012 International Conference(IEEE conference), 2012.

[4] HuaZheng, Yang Tang, “Comparison of interconnection Standard of Renewable Energy Generation”, 2012 Conference on Power and Energy(IEEE conference), 2012.

[5] M. P. Comech, “Análisis y Ensayo de Sistemas Eólicos ante Huecos de Tension”, Tesis de Doctorado, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Zaragoza, Zaragoza, España, 2007.

[6]Komerath, N.; Venkat, V.; Halka, M.; Soloway, D.; ”Microrenewable energy systems: Synergizing technology,economics and policy,” Science and Innovation Policy, 2009Atlanta Conference on, vol., no., pp.1-8, 2-3 Oct. 2009

[7] Smith S SIq al M T “Design and control of a rideEnergy System for a emote Telecommunication Facility”, presented at IEEE 17 NE E conference St ohn’s NF 2007.

- [8] Qiao W., Venayagamoorth G. K., Harley R. G., “Design of Optimal PI controllers for doubly fed induction generators driven by wind turbines using particle swarm optimization”, Proc. Int. Joint Conf. Neural Network, Canada, 2006, pp. 1982-1987.
- [9] Vieira J.P.A., Nunes M.V.A., Bezerra U.H., Do Nascimento A.C., “Designing optimal controllers for doubly fed induction generators using genetic algorithm”, IET Gener. Transm.Distrib., 2009.
- [10] Wu F., Zhang X. P., Godfrey K., Ju P., “Small signal Stability Analysis and Optimal control of a Wind Turbine With Doubly fed induction Generator”, IET Gener. Trans. Distrib., 2007.
- [11] Ching-An Lin, A. N. Gündes, “Multi-input Multi-output PI Controller Design”, Conference on Decision and Control, Australia, December, 2000.
- [12] Francisco Rodríguez Rubio, Manuel Jesús López Sánchez, “Control Adaptativo y Robusto”, Universidad de Sevilla, 1996, ISBN: 84-472-0319
- [13] I. Boldea, “Synchronous Generators”, Taylor and Francis Group, 2006,
- [14] Ahmad Osman Ibrahim, ThanhHai Nguyen, Dong-Choon Lee, Su-Chang Kim, “A Fault Ride-Through Technique of DFIG Wind Turbine Systems Using Dynamic Voltage Restores”, IEEE transactions on energy conversion, Vol.26, No. 3, Septiembre, 2011
- [15] José Figueroa Chan, Francisco Sergio Sellshopp S., Carlos Alberto Morales, “Estudio del Generador de Inducción de Doble alimentación Variando Tensión de Rotor”, Instituto Tecnológico de la Laguna, Torreón, México.
- [16] Yan-Zhang Liu, Da-Wei Zhao, Lei Zhang, Ling-zhi Zhu, Ning Chen, “Simulation Study on Transient Characteristics of DFIG Wind Turbine Systems Basedon Dynamic modeling”, China International Conference on Electricity Distribution, Shenzhen, 23-26 Septiembre, 2014
- [17] Andrés León, “Modelado y control de Sistemas de Potencia”. 23 de mayo de 2007 Area 4 – Sistemas de Potencia IIIE “Alfredo Desages” DIEC – UNS.
- [18] Mishra Y., Mishra S., Tripathy M., Senroy N. Dong Z. Y., “Improving Stability of a

DFIG based wind power system with tuned damping controller”, IEEE trans. Energy Convers., 2009.

[19] L. Yang, G. Y. Yang, Z. Xu Z.Y. Dong, K. P. Wong, X. Ma, “Optimal Controller design of a doubly-fed induction generator wind turbine system for small signal stability enhancement”, IET Generation, Transmission and Distribution, October, 2009.

[20] MathWorks, “Wind Turbine Double-Fed Induction Generator”, <http://www.mathworks.com/help>

[21] Christian Conca de la Asunción, “Evaluación de estrategias de control de aerogeneradores de alta potencia”, Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Septiembre, 2012

[22] Diego Oroño, Martin Sapio, Gustavo Terzano, Andrés Vásquez, “Modelo Didáctico en Simulink de un generador Eólico basado en un DFIG”, Facultad de Ingeniería, Universidad de la Republica, Montevideo, Uruguay, Abril, 2010

[23] Hernando Gonzáles Acevedo, “Modelado, Simulación y control de un sistema de generación eólico”, Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas, Universidad industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, Febrero, 2008

[24] David Aarón Acuña Morales, “Opciones de control de potencia activa y reactiva en aerogeneradores con generador de inducción doblemente alimentado (DFIG)”, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago de Chile, Abril, 2013

[25] Karl Johan Astrom, Bjron Wittenmark, “Adaptive Control”, Lund Institute of Technology, ISBN 0-201-09720-6, 1989

[26] Cristian Guarnizo, Santiago Sanchez, Eduardo Giraldo, “PI parameters Tuning using Artificial Immune Systems Applied on an Induction Motor”, Memorias del VIII Congreso de la Asociación Colombiana de Automática Versión 2009, Cartagena.

[27] Balduino Cezar Rabelo, Wilfried Hofmann, João Lucas da Silva, Rodrigo Gaíba de Oliveira, and Selênio Rocha Silva, Members IEEE “Reactive Power Control Design in Doubly Fed Induction Generators for Wind Turbines”, IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.56, No.10, October 2009.

[28] D. Giraldo, Eduardo Giraldo “Sistemas Dinámicos”, 2009.

[29] Didier Giraldo Buitrago and Eduardo Giraldo Suárez. Teoría de Control Digital. Universidad Tecnológica de Pereira, 2012.

[30] D. Albarracin-Avila. E. Giraldo, J. Padilla, “Identification and Multivariable control in stateSpace of a PermanentMagnetSynchronousGenerator” TECCIENCIA, vol 9núm 17, p. 97-106 june 2014.

[31] Allal M. Bouzid, P. Sicard, A. Cheriti, M. Nouhamida, M. Benghanem “Structured H_∞ Design Method of PI controller for Grid Feeding Connected Voltage Source Source Inverter”, Engineering and Information Techonology (CEIT), 2015 3rd International Conference, 27-May-2015.

[32] MathWorks, “hinfstruct”, H_∞ sintonnizacion de controladores”,
<http://www.mathworks.com/help/robust/ref/hinfstruct.html?sid=srchtitle>

[33]C. Belfedal, S. Gherbi, M. Sedraoui, S. Moreau, G. Champenois, T. Allaoui and Denai M. A., “Robust control of double fed induction generator for standalone applications”, Electric Power Systems Research, 80(2), 230-239.